4. LA SEÑAL ANALÓGICA DE VIDEO

Constantino Pérez Vega
Departamento de Ingeniería de Comunicaciones

4.0 Introducción

En el Capítulo 1 se mencionaron algunos de los sistemas, tanto electromecánicos como electrónicos para generar señales eléctricas mediante la exploración o barrido de una imagen, que puede considerarse formada por una sucesión de puntos. Cada punto, designado como *elemento de imagen*, contiene información de brillo y color que debe traducirse en una señal eléctrica. Para ello es necesario un dispositivo capaz de convertir la energía luminosa de cada elemento de imagen en energía eléctrica.

La conversión de energía luminosa en eléctrica se realiza únicamente sobre la información de brillo; es decir, el elemento transductor optoelectrónico no identifica la información de color. Para registrar la información de color, es necesario descomponer la luz emitida o reflejada por la escena televisada mediante filtros ópticos consistentes en prismas o espejos dicroicos, en tres colores primarios: rojo, verde y azul. La energía luminosa (brillo) de cada color por separado se convierte luego en otras tantas señales eléctricas. Cuando no se realiza esta descomposición de colores, la información de brillo que capta el transductor optoelectrónico corresponde a la de una imagen monocromática. Tal es el caso de las cámaras de blanco y negro. Las cámaras de color, por otra parte, requieren de tres transductores, por lo que puede decirse que una cámara de color está constituida por tres cámaras de blanco y negro.

En este capítulo, se discutirá primero la generación de la señal monocromática, ya que todas las consideraciones relativas a los conceptos de barrido y sincronismo son los mismos que para la señal cromática. A continuación, se analizarán las características de la señal cromática de vídeo y los métodos de codificación, es decir, la combinación de la información de color con la de luminancia y sincronismo para producir una señal compleja de vídeo compuesto, susceptible de ser transmitida por un canal de comunicaciones y decodificada en el receptor, con el fin de reproducir la imagen original en la pantalla de un tubo de rayos catódicos.

4.1. Exploración de la imagen

El proceso fundamental, indispensable para la transmisión y reproducción de imágenes es la exploración o barrido, que consiste en "muestrear" secuencialmente los elementos de un cuadro o imagen, formada por las líneas sucesivas de elementos. Si bien la unidad básica desde el punto de vista de barrido es el elemento de imagen, el cuadro puede considerarse como la unidad básica desde el punto de vista del observador. La información de un cuadro completo corresponde a una imagen fija, exactamente equivalente a la imagen de un cuadro de una película cinematográfica. Cuando se observan los cuadros impresos en una cinta cinematográfica, se aprecia que las diferencias entre varios cuadros sucesivos son muy pequeñas. Las imágenes son casi iguales excepto en algunas zonas, debido al movimiento de objetos o personas en la escena. Para que el movimiento pueda percibirse por el observador de forma suave y continua, y no a saltos, es necesario que los cuadros se proyecten, si se trata de cine, o se transmitan, si se trata de televisión, con una rapidez mínima a fin de que el observador no perciba parpadeo en la imagen, ni saltos en los movimientos. En el cine, dependiendo de los estándares, se proyectan 24 o 30 cuadros por segundo, en la pantalla de televisión esta cifra es de 25 o 30 cuadros por segundo.

Tomando como referencia el cine, la proyección de 24 o de 30 cuadros por segundo produce un ligero parpadeo, por lo que se recurre a un artificio que consiste en proyectar el mismo cuadro dos

veces sobre la pantalla. Para conseguirlo, la película se para un breve tiempo frente a la lente proyectora y se obstruye la luz mediante un disco giratorio en forma de *cruz de malta*, que actúa como obturador para dejar pasar dos veces hacia la pantalla la luz de un cuadro en 1/24 o 1/30 seg. Con este procedimiento, se proyectan el doble de imágenes por segundo y se reduce el parpadeo a niveles prácticamente imperceptibles.

En televisión no es posible aplicar una técnica similar ya que el ancho de banda sería muy grande. Si embargo, basándose en los principios del cine y en el hecho de que la información de dos líneas sucesivas es muy similar, lo que se hace es transmitir el cuadro dividiéndolo en dos *campos*, uno formado por las líneas impares de la imagen y otro por las pares. La visión humana, ayudada por la persistencia del material luminiscente que recubre la pantalla en el interior del tubo de rayos catódicos del receptor, integra la información de ambos campos y la percepción final es sin parpadeo apreciable. Para llevar a cabo esta división de un cuadro en dos campos, se exploran primero las líneas impares hasta el final del cuadro impar y luego las pares, hasta el final del campo par. Los estándares actuales son de 25 cuadros (50 campos) y de 30 cuadros (60 campos) por segundo.

El barrido de la imagen se efectúa de manera semejante a la lectura de una página, en la forma que se ilustra en la figura 4.1. El muestreo de los elementos de imagen se inicia a lo largo de la línea AB a una velocidad relativamente lenta. En el punto B se bloquea el muestreo, es decir no se registra la información de la imagen durante el tiempo que tarda el elemento explorador en regresar del punto B al C. En el punto C se reinicia el barrido hacia la derecha registrando la información a lo largo de la línea CD y así sucesivamente hasta llegar al punto E, en que se bloquea nuevamente el muestreo de información y el elemento explorador retorna, siguiendo una trayectoria en zigzag, al punto F para iniciar el barrido del siguiente campo. En un campo se barren, de izquierda a derecha y de arriba a abajo, 312 líneas completas más media línea al final del campo. En el otro campo, el barrido se inicia a la mitad de la primera línea y termina al final de la línea 312.

En la descripción anterior, se ha utilizado el término *elemento explorador* un tanto ambiguamente, sin precisar su naturaleza. En los tubos de cámara, como se tratará más adelante, dicho elemento es un haz de electrones de muy pequeño diámetro. Lo mismo ocurre en la pantalla del tubo de rayos catódicos del receptor. En los sensores de cámara de estado sólido, o en las pantallas de cristal líquido, la exploración se hace por conmutación electrónica de las celdas que corresponden a elementos individuales de imagen, de modo que estrictamente, no puede hablarse un de elemento explorador, sino de un *mecanismo* de exploración o barrido.

Las cifras de 25 y 30 cuadros/seg, es decir 50 y 60 campos/seg, tienen un origen histórico y están relacionadas directamente con la frecuencia de la línea de alimentación. Cuando se desarrollaron los primeros sistemas de televisión, la tecnología en uso hacía difícil lograr señales de sincronismo perfectamente estables y se utilizaba la frecuencia de la línea de alimentación, por lo general muy estable, como señal de referencia para enganchar los generadores de sincronismo, ya que de otra forma se tenía zumbido[1] en la imagen, manifestado en forma de barras horizontales obscuras, que se desplazan verticalmente y cuya presencia resulta bastante molesta al espectador. Así, los sistemas desarrollados en los Estados Unidos y utilizados en toda América, con excepción de Argentina, son de 60 campos (30 cuadros), en tanto que los desarrollados en Europa son de 50 campos (25 cuadros). Esta es la primera causa de incompatibilidad entre ambos sistemas de barrido.

El otro parámetro de importancia, que constituye otra causa de incompatibilidad entre los sistemas de televisión es el número de líneas por cuadro, que determina la *resolución vertical* y es fundamental para que el ojo perciba una imagen de calidad aceptable. En la determinación del número de líneas se ha tenido en cuenta la *relación de aspecto* y la resolución para una distancia de observación dada. En Inglaterra se empleó hasta hace pocos años un sistema con 405 líneas y,

[1] La designación habitual es empleando el término en inglés *hum*.

durante algún tiempo, estuvo en uso en Francia un sistema de 819 líneas. En el resto del mundo se emplearon sistemas, o bien de 525 líneas y 30 cuadros/seg. o de 625 líneas y 25 cuadros/seg., que son los únicos en uso actualmente. Los parámetros de los diferentes sistemas de Televisión, incluyendo aquellos en desuso, están definidos en la Recomendación 624 del CCIR.

Dada la frecuencia de cuadro (o de campo) y el número de líneas por cuadro, se determina la *frecuencia horizontal* o *frecuencia de línea* que, en los sistemas de 525/60 es de 15750 líneas/seg. y en los sistemas de 625/50 es de 15625 líneas/seg. La frecuencia de los pulsos de sincronismo queda así definida, tanto para el sincronismo horizontal (15750 o 15625 Hz), como para el vertical (60 o 50 Hz).

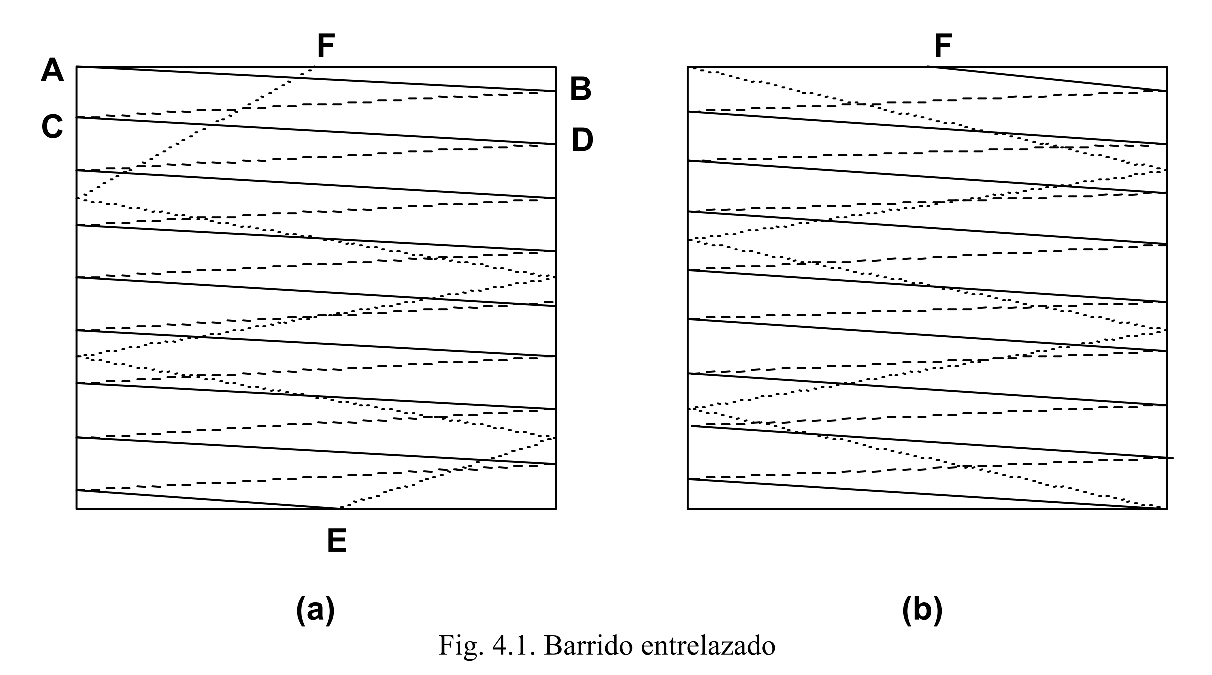


Fig. 4.1. Barrido entrelazado

La forma de barrer los cuadros en la forma descrita se conoce como *barrido entrelazado* y es una característica común a todos los sistemas de televisión en uso actualmente en el mundo, si bien en la actualidad es posible, mediante el adecuado procesado de señal en el receptor, convertir el barrido entrelazado en *barrido secuencial*, es decir, explorar las líneas en forma sucesiva al doble de la frecuencia de cuadro. Esto redunda en imágenes libres de parpadeo y de mejor calidad. Entre los nuevos sistemas de televisión digital o avanzada que están en proceso de estudio y estandarización, se contemplan alternativas de barrido secuencial. Sin embargo debe tenerse en cuenta que todos los receptores de televisión actuales emplean barrido entrelazado, de modo que en general no son compatibles con señales de barrido progresivo y, si bien, en receptores modernos es posible incluir esta compatibilidad como una alternativa opcional, no se prevé en un futuro inmediato un cambio en estos estándares.

Hay que mencionar que aquí se tratan únicamente los aspectos de barrido relacionados con la televisión y no con los monitores utilizados en las computadoras. En este terreno no puede hablarse de estándares definidos y tanto las frecuencias de línea como las de campo son variadas y, en general, incompatibles con las empleadas en televisión.

4.2 Generación y reproducción de vídeo mediante tubos electrónicos

La señal de vídeo puede generarse a partir de una escena real o bien de forma artificial, mediante circuitos electrónicos. En televisión, la mayor parte de las imágenes corresponden a escenas reales, en tanto que las imágenes artificiales se emplean para efectos de animación, principalmente entradas y salidas de programa, efectos especiales, anuncios publicitarios, etc. Las imágenes

artificiales se emplean extensamente en computación y juegos de vídeo. En el caso de escenas reales, el equipo básico es la cámara de televisión, dispositivo relativamente complejo que convierte la información de brillo y color de la imagen en una señal eléctrica. En el receptor, el tubo de rayos catódicos, TRC u otro tipo de pantalla (LCD, plasma, etc.), realiza la función inversa de convertir la señal eléctrica de nuevo en una imagen.

Supóngase una placa o mosaico formado por numerosos elementos fotosensibles, infinitesimales y aislados entre sí, capaz cada uno de almacenar una carga eléctrica de magnitud proporcional a la cantidad de luz que incida sobre él. Supóngase también, que es posible, mediante un sistema óptico adecuado (lentes), proyectar sobre ese mosaico la imagen de una escena que, por simplicidad, se supondrá fija. Esta imagen formará en el mosaico fotosensible una *imagen de carga eléctrica.* Si, de alguna forma es posible registrar la carga almacenada en cada elemento fotosensible, se tendrá como resultado una imagen eléctrica correspondiente, punto a punto, a la cantidad de luz de la imagen de la escena proyectada sobre el mosaico.

En teoría, sería posible registrar la carga de cada elemento simultáneamente, es decir, *en paralelo*, lo que obligaría a tener tantos canales como elementos de imagen hubiera en el mosaico. Evidentemente, esta solución es totalmente impráctica. Una solución más adecuada es *explorar* o *barrer* la imagen secuencialmente, es decir, muestrear en instantes sucesivos la carga de cada elemento de imagen.

En la cámara, el elemento que convierte la imagen en una señal eléctrica es, o bien un *tubo de cámara* o un dispositivo de estado sólido del tipo de *acoplamiento de carga (CCD)* o de *inyección de carga (CID)*. Aunque el principio de funcionamiento de los tubos de cámara es muy diferente al de los sensores de estado sólido, la explicación se centrará, por el momento, sobre el tubo de cámara por ser, probablemente, de más fácil comprensión.

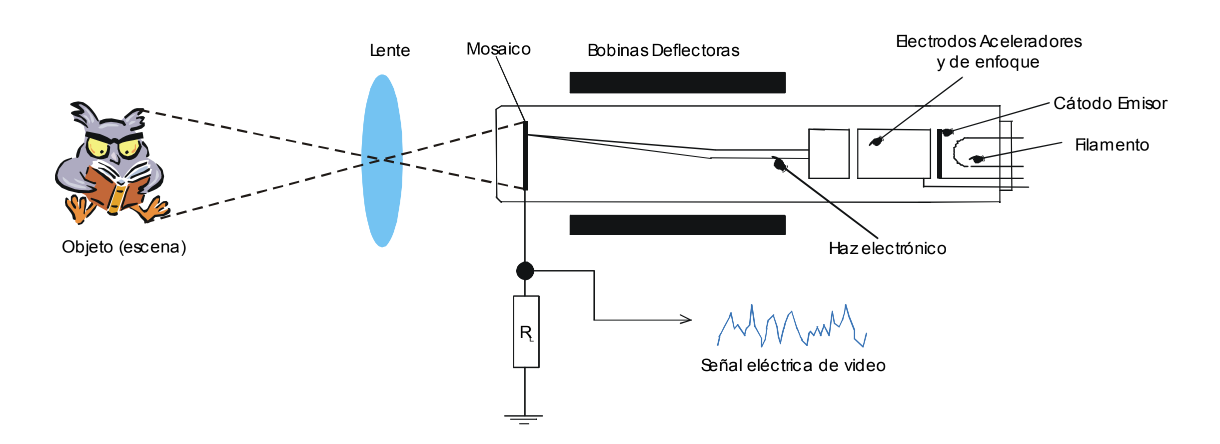


Figura 4.2. Tubo de cámara.

Un tubo de cámara es una *válvula o tubo de vacío*, de forma cilíndrica, en uno de cuyos extremos se encuentra un mosaico o placa (*target*) fotosensible y en el otro un *cañón electrónico* que produce un chorro de electrones que son enfocados y dirigidos hacia el mosaico en forma de un haz que termina en un punto sobre el mosaico, de manera semejante a un pincel, como se muestra en la figura 4.2.

El haz electrónico se mueve sobre el mosaico en el que se ha proyectado la imagen, en forma semejante al ojo humano al leer una página, es decir, recorre horizontalmente una línea y, una vez barrida ésta, se mueve hacia abajo al inicio de la siguiente, así hasta barrer completamente la imagen. Una vez que llega al final, vuelve a comenzar el barrido en la parte superior, al inicio de la

primera línea. La deflexión del haz electrónico para llevar a cabo el barrido de la imagen, se realiza por medio de *bobinas deflectoras*, externas al tubo y a las que se aplica una corriente de forma tal, que desvían el haz electrónico tanto horizontal como verticalmente.

El haz electrónico, al incidir sobre el mosaico cede o acepta electrones para neutralizar la carga almacenada en cada uno de los elementos fotosensibles, generando una pequeña corriente, proporcional a la carga neutralizada que, en un tipo de tubos (*fotoconductivos*) es recogida en un anillo colector que rodea al mosaico y circula por una resistencia externa de carga produciendo un voltaje que luego es amplificado por *un preamplificador de vídeo.* El voltaje de entrada al amplificador es así, un reflejo eléctrico de la imagen almacenada en el mosaico, cuyos valores máximos corresponden a los de máximo brillo en la imagen o "nivel blanco" y, los mínimos, a los niveles de negro o, más propiamente, de ausencia de brillo. Esta señal tiene la forma mostrada en la figura 4.3.

La señal de salida del tubo de cámara (o del CCD en su caso) es una señal analógica, cuyo voltaje varía entre un mínimo correspondiente al nivel negro y un máximo, al nivel blanco. Para iniciar el barrido de una nueva línea (n+1), el haz electrónico debe regresar al principio de la línea y, en ese intervalo de *borrado* o *blanking* no registra la información almacenada en el mosaico. Esta acción se lleva a cabo cortando el haz electrónico durante el retroceso mediante *pulsos de borrado*, que se aplican al cátodo, o a la rejilla de control en su caso, del tubo de cámara. La función de estos pulsos se tratará posteriormente en la sección 4.3.

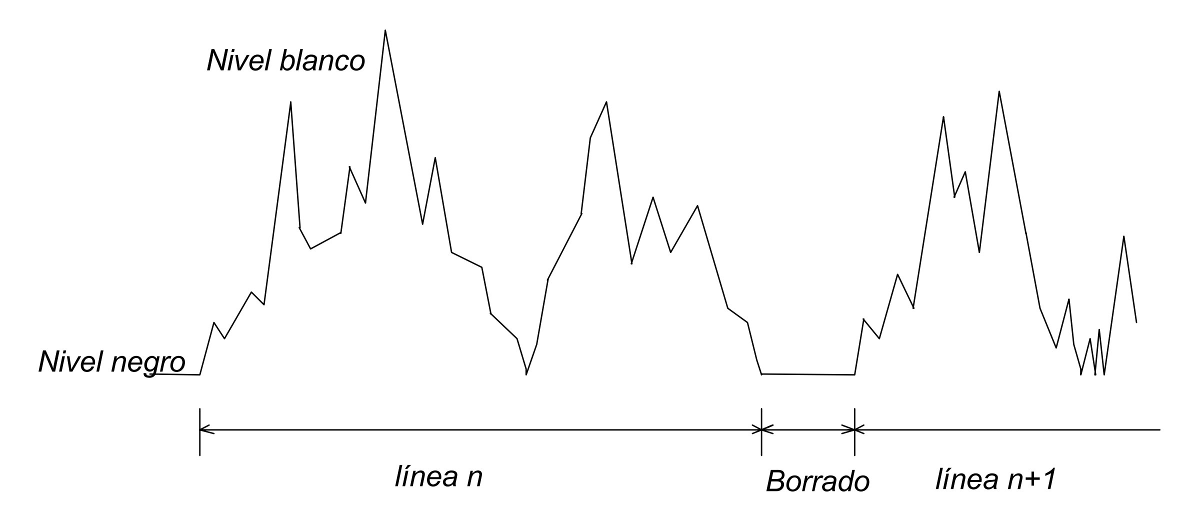


Fig. 4.3. Señal a la salida del tubo de cámara.

En el receptor, el elemento que realiza el proceso de conversión inverso de la señal eléctrica en una imagen es el *tubo de rayos catódicos (TRC)*, mostrado esquemáticamente en la figura 4.4. De manera semejante al tubo de cámara, el TRC es también una válvula de vacío, en uno de cuyos extremos se encuentra un cañón electrónico que emite electrones, los cuales son enfocados y dirigidos hacia el otro extremo, la *pantalla.* La parte del TRC correspondiente a la pantalla está recubierta de material que, al incidir sobre él electrones a elevada velocidad, convierte la energía cinética de éstos en energía luminosa, proporcional al número de electrones que inciden sobre la pantalla en un punto dado. El número de electrones que pasan del cañón electrónico hacia la pantalla depende del voltaje de la señal de vídeo aplicada a la rejilla de control del TRC. Como resultado, en la pantalla se tendrá una reproducción de la imagen captada por el tubo de cámara. En los períodos en que el haz retorna al principio de una línea o un campo, el haz electrónico que incide sobre la pantalla también debe suprimirse, ya que dicho haz de retorno no transporta información visual. Como se verá en la sección siguiente, con la señal de vídeo se transporta también información de sincronismo, de modo que en el receptor el inicio de líneas y campos

ocurre al mismo tiempo que en la cámara en que se genera la señal, a fin de garantizar la correcta reproducción de la imagen.

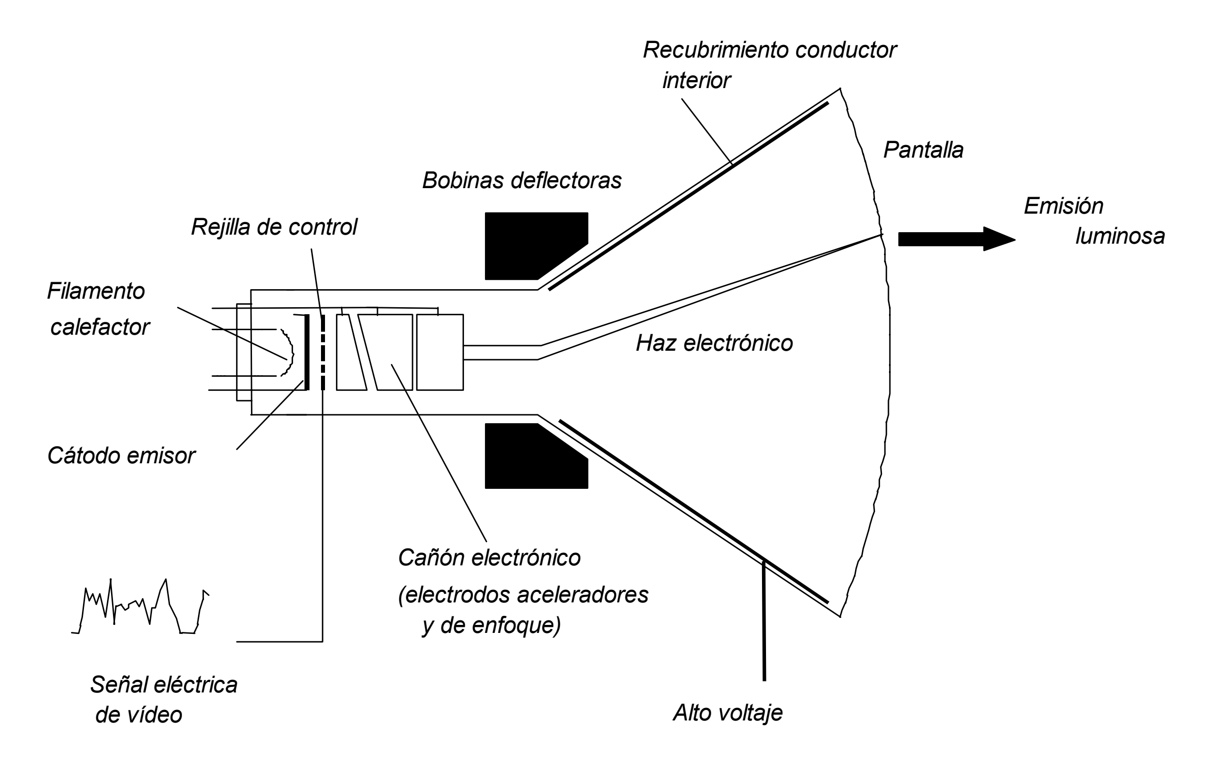


Fig.4.4. Tubo de rayos catódicos.

En el interior del TRC, el haz electrónico se hace pasar por un sistema de lentes electrónicas[2], que consiste básicamente en una serie de electrodos cilíndricos a los que se aplican voltajes positivos y, cuyo efecto final es producir un haz electrónico en forma de pincel que converge en la pantalla sobre una zona de diámetro muy pequeño, prácticamente un punto. Los electrones a su paso por el espacio entre el cañón electrónico y la pantalla son acelerados y adquieren una elevada energía cinética, de modo que al chocar contra aquélla ceden esa energía cinética al material luminiscente que recubre el interior de la pantalla. Este material, constituido generalmente por compuestos de fósforo, emite fotones en proporción a la densidad del haz electrónico incidente, de modo que unas zonas de la pantalla producirán más luz que otras. Como la densidad del haz varía entre los diversos puntos correspondientes a los elementos de la imagen transmitida, la cantidad de luz emitida en cada punto, será proporcional a la de la imagen original. Debido a la rapidez del barrido sobre la pantalla, el ojo humano percibe una imagen continua que, para el caso descrito, sería monocromática.

Los tubos de rayos catódicos para recepción de señales de color requieren tres haces de electrones, que son generados por otros tantos cañones electrónicos y a los que se hace converger sobre la pantalla que, en este caso está recubierta de materiales que emiten luz en cada uno de los tres colores primarios, permitiendo así la reproducción de imágenes en color.

[2] El tema de Óptica Electrónica constituye un campo amplio en el que no se abunda aquí. En los textos siguientes puede estudiarse este tema con mayor detalle. (a) Curtis L. Hemenway, Richard W. Henry y Martin Caulton, *Física Electrónica.* Editorial Limusa S.A. México 1973. (b) Vladimir K. Zworikyn & George. A. Morton, *Television.* John Wiley and Sons, Inc. New York. 1954.

4.3 Sincronismo

La generación de la señal de vídeo es un proceso secuencial y, como tal, requiere de perfecto sincronismo entre la fuente y el receptor. Es imprescindible que el haz electrónico que explora la imagen en el tubo de cámara ocupe, en cualquier momento, la misma posición relativa que el haz electrónico que barre la pantalla en el receptor. En otras palabras, el barrido en el tubo de cámara debe coincidir en todos los puntos con el barrido en el TRC, de otra forma se reproducirá cualquier cosa menos la imagen deseada.

Para realizar esta función, se inserta en la señal de vídeo información de sincronismo en forma de pulsos, que permiten que, tanto en el tubo de cámara como en el TRC del receptor, el barrido se realice simultáneamente y con absoluta precisión. Estos pulsos se aplican durante el período de borrado, tanto vertical como horizontal, de modo que no aparecen en la pantalla al encontrarse en un nivel “más negro que el negro”. Además de no interferir con la señal visible, los pulsos de sincronismo horizontal y vertical deben ser fácilmente separables de la señal de vídeo y su forma debe ser tal que puedan distinguirse eléctricamente. Los pulsos de sincronismo se agregan a la señal de vídeo, resultando una señal compuesta, línea a línea, como se indica en la figura 4.5.

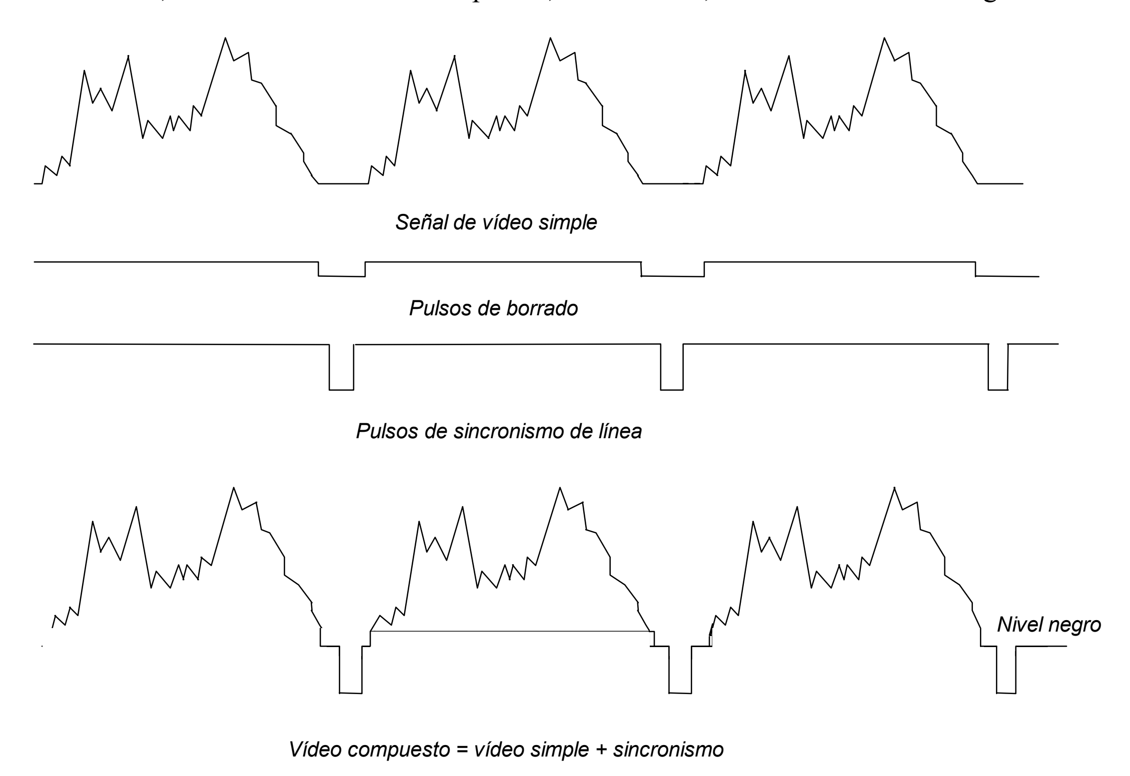


Fig. 4.5. Formación de la señal compuesta de vídeo (línea).

Se requieren al menos dos tipos de pulsos de sincronismo, uno para llevar a cabo la exploración de cada línea y otro la de cada cuadro. A estas señales de sincronismo se las designa como *sincronismo horizontal* y *sincronismo vertical* respectivamente. La forma esquematizada de los pulsos de sincronismo horizontal se muestra en la figura 4.6.

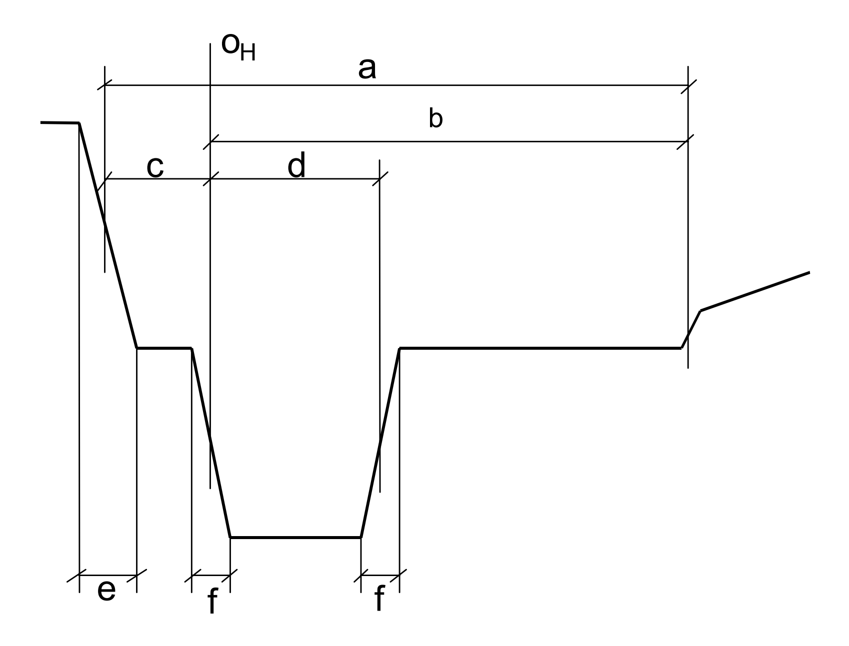


Fig. 4.6. Pulso de sincronismo horizontal
en que los parámetros de sus diferentes partes, indicados por las letras de la figura son:

Símbolo	Descripción	525 líneas	625 líneas
H	Período nominal de una línea (μs)	63.492	64
a	Duración del borrado de línea (μs)	10.9 ± 0.2	11.8 a 14.2
b	Intervalo entre el punto de referencia O_H y el centro del flanco de subida del pulso de borrado horizontal (μs)	8.9 a 10.3	10.2 a 11
c	Pórtico frontal o anterior (μs)	1.27 a 4.54	1.2 a 1.6
d	Pulso de sincronismo horizontal (μs)	4.19 a 5.71	4.8 a 5.2
e	Tiempo de subida o caída (10 a 90%) de los flancos del pulso de borrado de línea (μs)	<0.64	0.2 a 0.4
f	Tiempo de subida o caída (10 a 90%) de los pulsos de sincronismo horizontal (μs)	<0.25	0.2 a 0.4

En el receptor, una vez demodulada la señal compuesta de vídeo, se separa el sincronismo de la señal de imagen propiamente dicha. Los pulsos de sincronismo, una vez recuperados, se emplean para disparar generadores de barrido horizontal y vertical, los cuales producen señales en forma de diente de sierra, como se muestra en la figura 4.7 y que, aplicadas a las bobinas deflectoras colocadas en la parte exterior del cuello del tubo de rayos catódicos, producen campos magnéticos que desvían el haz electrónico en el interior del TRC, tanto horizontal como verticalmente a fin de conseguir el barrido deseado. El haz recorre así, punto a punto, la superficie de la pantalla en sincronismo con la cámara en que se generó la señal de vídeo.

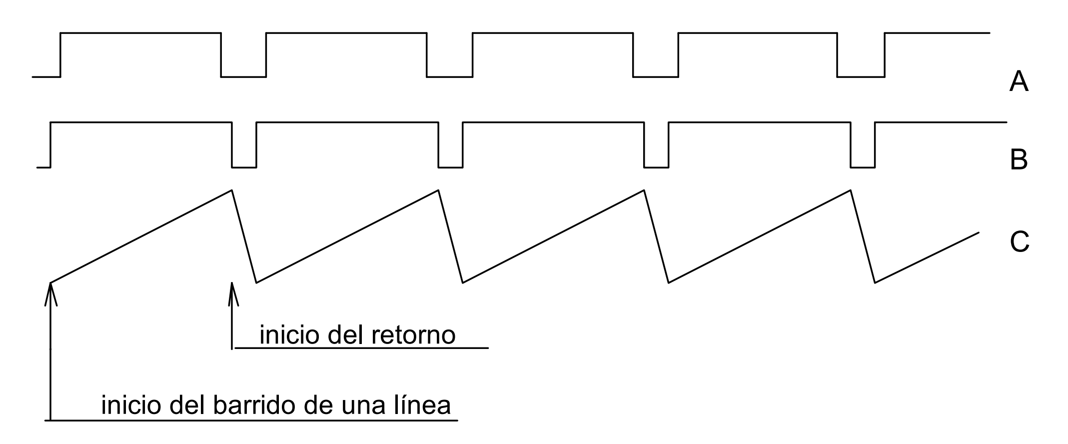


Figura 4.7. Señales de barrido

En la figura 4.7, la señal A representa los pulsos de borrado, B los de sincronismo y C, los dientes de sierra generados a partir de los pulsos de sincronismo. El retorno se inicia después de haber empezado el intervalo de borrado. La razón es que el haz de retorno no lleva información y no debe aparecer en la pantalla, ya que produciría efectos indeseables en los bordes de la imagen. Lo expresado en esta figura es válido tanto para los pulsos de sincronismo horizontal como vertical, lo que cambiará serán los tiempos de duración de los pulsos y de subida y caída del diente de sierra. Debe tenerse en cuenta que por cada 314.5 pulsos horizontales sólo hay un pulso vertical, de modo que en ese intervalo sólo habrá un período de subida del diente de sierra vertical que será el responsable de desplazar el haz desde la parte superior a la inferior de la pantalla, en tanto éste se desplaza en zigzag horizontalmente 314.5 veces

En la discusión siguiente se hace referencia al sistema de 625 líneas, 25 cuadros/seg, que es el empleado en España y restantes países europeos. Los principios son igualmente válidos para el sistema de 525 líneas y 30 cuadros/seg. En un sistema de 625 líneas por cuadro y 25 cuadros por segundo, se tienen $625 \times 25 = 15625$ líneas por segundo y son necesarios otros tantos pulsos de sincronismo horizontal. La frecuencia de estos pulsos, designada también como *frecuencia de línea* o *frecuencia horizontal* es, por tanto, de 15625 Hz. Puesto que un cuadro se divide en dos campos, es necesario barrer 50 campos por segundo y al final de cada campo es necesario producir el regreso del haz a la parte superior de la pantalla, por lo que son necesarios pulsos de borrado vertical que produzcan esta acción y bloqueen la información durante ese intervalo, de forma similar a lo que ocurre en el retorno de línea. La frecuencia de los pulsos de sincronismo vertical, *frecuencia de campo* o *frecuencia vertical* es, por consecuencia, de 50 Hz.

Sin embargo, en el caso del sincronismo vertical la situación es algo más compleja que en el horizontal. Durante el período de retorno vertical o *intervalo vertical*, de mayor duración que el horizontal y en que el haz explorador también queda suprimido, deben cumplirse varias condiciones:

a) El punto explorador debe iniciar el barrido precisamente en la parte superior izquierda de la pantalla o a la mitad de la parte superior de ésta, según se trate de un campo par o impar.

b) Durante el intervalo vertical debe mantenerse con precisión el sincronismo horizontal.

c) El retorno del punto explorador debe producirse de forma tal que en campos sucesivos el barrido se inicie, no en los mismos puntos, sino con *media línea* de diferencia para cumplir la exigencia que impone el barrido entrelazado.

La primera condición puede cumplirse si el retorno del haz o punto explorador se hace en zigzag, a la frecuencia de línea, es decir, la duración del intervalo vertical debe guardar una relación precisa

con la frecuencia de línea. La segunda se cumple si la generación de pulsos horizontales es continua, de modo que las señales de barrido horizontal continúen generándose aún durante el intervalo vertical. El posible problema lo plantea la inserción del sincronismo horizontal, simultáneamente con el vertical, durante el intervalo vertical. Aún así, esta condición no es suficiente para el barrido entrelazado en que debe haber media línea de diferencia entre el inicio de dos campos sucesivos. Estos problemas se resolvieron, desde los inicios de las transmisiones regulares de televisión de forma sumamente ingeniosa en la forma que se describe a continuación.

El inicio del barrido en el extremo superior izquierdo de la pantalla o en la mitad de la parte superior, dependiendo del campo, se consigue si el intervalo de retorno mantiene una relación exacta con el doble de a frecuencia de línea. De esta forma el regreso desde la parte inferior de la pantalla hasta la parte superior, se hace siguiendo una trayectoria en zigzag, garantizando que el punto explorador termina su recorrido justamente en el extremo superior izquierdo, o en el punto medio de la línea superior.

De acuerdo al Informe 624 del CCIR, que define los estándares de la señal de televisión, los pulsos de sincronismo vertical ocurren cada 1/50 seg. (20 mseg) y la duración del intervalo de borrado vertical se sitúa entre 19H y 25H, con un valor típico de 21H, siendo H la duración de una línea, igual a 64 μs para los sistemas de 625 líneas, por lo que el intervalo vertical dura alrededor de 1.344 ms. Durante todo este tiempo debe mantenerse el sincronismo del generador de barrido horizontal asegurando, al mismo tiempo, la exploración entrelazada. Para ello, en el intervalo vertical se incluyen varias señales que se muestran en la figura 4.8 y cuyas funciones es necesario detallar.

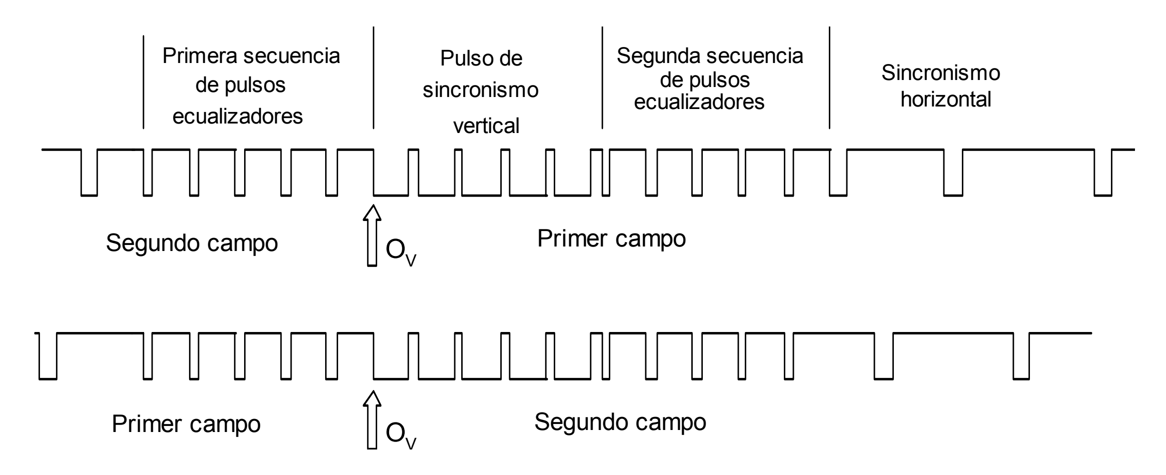


Fig. 4.8. Señales de sincronismo vertical para dos campos consecutivos.

La primera es el pulso de sincronismo vertical propiamente dicho, que se inicia en el punto 0_V con una duración de 3H y cuya función es disparar el generador de barrido vertical a una frecuencia es de 50 Hz. Ahora bien para mantener el sincronismo horizontal durante ese tiempo, el pulso vertical se "sierra" con pulsos al doble de la frecuencia horizontal ($2f_H$), tomando así una forma dentada o con "serraciones". Estos pulsos o serraciones, al ocurrir dos veces en cada intervalo de línea, mantienen sincronizado el generador de barrido horizontal, cuya frecuencia natural de oscilación es f_H. Es decir, el generador de barrido encuentra los pulsos que necesita para dispararse, en los instantes correctos, e ignora los otros pulsos. Lo mismo ocurre con el generador de barrido vertical cuya frecuencia natural de oscilación es de 50 Hz, por lo que responde al pulso vertical e ignora las serraciones.

Las otras señales que se incluyen en el intervalo vertical son dos grupos de pulsos *igualadores* o *ecualizadores*, que además de mantener el sincronismo horizontal en la forma descrita antes para la duración del pulso vertical, son los responsables de producir el barrido entrelazado. Si se observan

las señales del intervalo vertical para dos campos sucesivos, mostradas en la figura 4.8, se aprecian a la izquierda las últimas líneas del campo, con los respectivos pulsos de sincronía horizontal. Al llegar al final de la imagen (fin del campo), toma el control el intervalo de borrado vertical. Los pulsos de sincronismo y los igualadores se insertan en este intervalo. Los pulsos igualadores aseguran que los circuitos generadores de barrido en el receptor, constituidos básicamente por circuitos integradores, "disparan" el retorno vertical al mismo tiempo y nivel para cada campo, según se mencionó antes. El retorno vertical del haz explorador ocurre durante el pulso serrado de sincronismo vertical, después de los primeros seis pulsos igualadores, asegurando así que el retorno del haz tiene lugar, efectivamente, dentro del intervalo de borrado. El sincronismo horizontal se mantiene durante este intervalo de borrado gracias a los pulsos igualadores y a las serraciones del pulso vertical. Al final del intervalo de borrado vertical, el haz explorador habrá regresado a la parte superior de la pantalla y da inicio el siguiente campo. La diferencia de media línea entre dos campos sucesivos se consigue mediante circuitos electrónicos en el *generador de sincronismo*, que no serán analizados aquí. Los parámetros de las señales de sincronismo horizontal y vertical para todos los sistemas de televisión, se describen con detalle en el Informe 624 del CCIR.

4.4. Resolución y ancho de banda

La resolución de una imagen de televisión está determinada por el número de elementos de la imagen. En la dirección vertical la resolución es un parámetro del sistema y el número de elementos es igual al número de líneas (525 o 625). Dicho número de líneas se estableció basándose en las características perceptuales de la visión humana, para este caso, en la agudeza visual, que es la capacidad del ojo para distinguir objetos pequeños y, por consecuencia, para identificar o resolver los detalles finos de una imagen. La agudeza visual se expresa en minutos del ángulo subtendido por dos objetos cuya separación es apenas identificable por el ojo, colocado en el vértice. Cuando los objetos y su entorno se reproducen en un sistema monocromático de televisión a 100% de contraste, el rango de agudeza visual oscila entre 0.4 y 5 minutos de arco. También suele emplearse el recíproco de este valor para expresar la agudeza visual, en cuyo caso se tendrían valores entre 4.5 y 0.2 de minutos recíprocos, respectivamente. En el diseño de sistemas de televisión se toma un valor de 1 minuto de arco como base. A este valor, no pueden resolverse dos puntos blancos, en líneas adyacentes de una imagen, si se observan a una distancia del orden de seis veces la altura de la imagen. Tal criterio fue el utilizado para definir el número de líneas por cuadro.

En los sistemas estándard de televisión la relación de aspecto (H/V) es de 4:3, es decir, cuatro unidades de ancho por tres unidades de altura. De acuerdo a lo expresado acerca de la agudeza visual es razonable pensar que, además de la resolución vertical, fijada en 525 o 625 líneas, puede hablarse de una *resolución horizontal equivalente*, que expresaría el número de líneas *verticales* equivalentes si el barrido fuera de arriba hacia abajo en lugar de ser horizontal. El concepto de resolución horizontal es útil para expresar la calidad de una imagen y no debe asociarse con líneas reales; dicho concepto está íntimamente relacionado con el ancho de banda de los equipos y sistemas de televisión. Así, al decir que una cámara tiene una resolución de 800 líneas, no se intenta expresar que se trata de líneas horizontales que, en ningún caso para los sistemas estándard son diferentes a 525 o 625. Se está diciendo implícitamente, que dicha cámara tiene un ancho de banda determinado y que es capaz de resolver detalles muy finos *horizontalmente*.

Si se piensa en una imagen formada por puntos, el número de puntos verticales será 525 o 625, según el sistema y, de acuerdo a la relación de aspecto, para lograr una percepción adecuada por el ojo humano, el número de puntos en una línea debe ser igual al número de líneas, multiplicado por 4/3, es decir, 700 para los sistemas de 525 líneas y 833 para los de 625. Así el número de puntos totales en un cuadro será de $525 \times 700 = 367500$ para los primeros y de 520625 para los segundos. Si se transmiten todos estos puntos o elementos de imagen, la velocidad de transmisión necesaria será de 367500×30 cuadros/seg. $= 11.025 \times 10^6$ elementos/seg. para los sistemas de 525 líneas/30

cuadros y de 520625 × 25 cuadros/seg. = 13.016 × 10^6 elementos por segundo para los sistemas de 625 líneas/25 cuadros.

En una primera aproximación, suponiendo que se requiere trasmitir el número total de elementos de la imagen y que un ciclo senoidal es capaz de transportar la información de dos elementos de imagen, uno blanco y otro negro, el ancho de banda necesario se obtiene dividiendo el número de elementos por segundo entre 2, lo que da un ancho de banda de aproximadamente 5.5 MHz para el caso de 525 líneas y de 6.51 para el de 625.

En realidad, no todas las líneas que forman un cuadro contienen información de vídeo, ya que en los intervalos de retorno tanto horizontal como vertical se consumen parte de las líneas y además, la información se bloquea durante los períodos de borrado. Por consecuencia, el número de líneas *activas* se reduce aproximadamente a un 75% del total. En estas condiciones los anchos de banda que resultan son de aproximadamente 4.2 MHz para los sistemas de 525 líneas y de 5 MHz para los de 625.

Del razonamiento anterior, se desprende que es posible calcular el ancho de banda aproximadamente como:

$$B = 0.75\,\frac{n_V \times n_H \times n_C}{2} \qquad (2.1)$$

donde n_V es el número de líneas horizontales, $n_H = n_V \times 4/3$ es el número de líneas verticales equivalente (resolución horizontal) y n_C es el número de cuadros por segundo. El factor 0.75 representa el porcentaje de líneas activas de un cuadro.

De la expresión anterior se ve que la resolución horizontal está dada por:

$$n_H = \frac{2B}{0.75\,n_V\,n_C} \qquad (4.2)$$

El método seguido para calcular el ancho de banda y la resolución horizontal es empírico y asume que la imagen está formada por cuadros blancos y negros del tamaño de un elemento de imagen. El tratamiento analítico del problema arroja valores similares y sólo puede utilizarse para imágenes con patrones sencillos, ya que la señal real de vídeo es altamente variable. En cualquier caso, la suposición de un patrón del tipo de un tablero de ajedrez constituye el caso de una imagen con variaciones extremas, por lo que el ancho de banda de las imágenes reales, en general, estará bien caracterizado por los valores anteriores.

4.5. Espectro de la señal de vídeo

Si se asume que la imagen es explorada por un punto que la recorre de izquierda a derecha y de arriba a abajo, la señal de vídeo es función de tres variables, dos de ellas espaciales y una temporal, que determinan la posición instantánea del punto explorador sobre la imagen. Supóngase que la imagen tiene una longitud H en sentido horizontal y V en sentido vertical y que las respectivas velocidades de barrido del punto explorador son v_x y v_y y que, además, la imagen se repite indefinidamente tanto horizontal como verticalmente, como se muestra en la figura 4.9, de modo que es posible ignorar el retorno del punto explorador para simplificar el análisis.

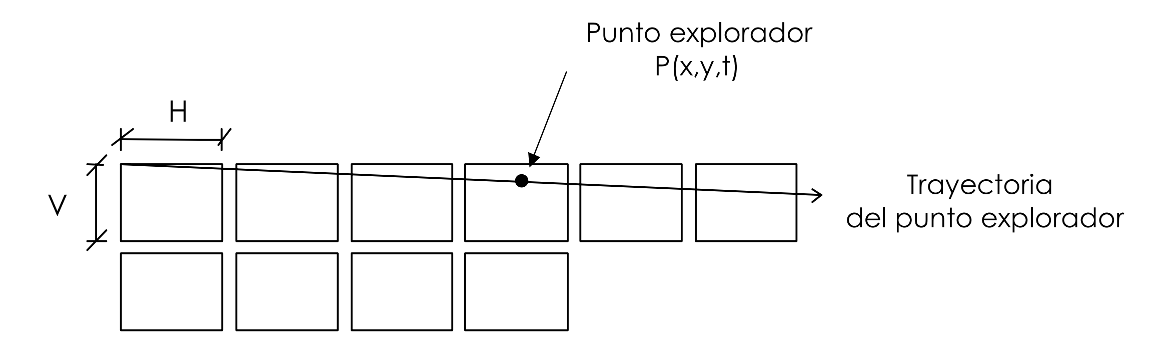


Fig. 4.9. Recorrido del punto explorador

Si T_H es el tiempo de duración del barrido de una línea horizontal y T_V el tiempo que toma la exploración de un cuadro, es decir, el recorrido desde la esquina superior derecha de la imagen hasta la inferior izquierda:

$$H = v_x T_H \tag{4.3}$$

$$V = v_y T_V \tag{4.4}$$

Para evitar utilizar tres variables y, considerando que v_x y v_y son constantes, la posición instantánea del punto explorador puede escribirse como:

$$P(x, y, t) = P(v_x \ t \ , v_y \ t) = P(x, y) \tag{4.5}$$

ya que:

$$x = v_x t \quad e \quad y = v_y t$$

y también puede escribirse:

$$P(x, y) = P(t)$$

La función anterior, de dos variables espaciales se puede expandir en serie bidimensional de Fourier como:

$$P(x, y) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{mn} \exp\left[j2\pi \left\{ \left(\frac{mx}{T_x} \right) + \left(\frac{ny}{T_y} \right) \right\} \right] \tag{4.6}$$

En que los coeficientes C_{mn} de la serie están dados por:

$$C_{mn} = \frac{1}{T_x \ T_y} \int_0^{T_x} \int_0^{T_y} P(x, y) \exp\left[j2\pi \left\{ \left(\frac{mx}{T_x} \right) + \left(\frac{ny}{T_y} \right) \right\} \right] dxdy \tag{4.7}$$

Y las frecuencias fundamentales, horizontal y vertical, son:

$$f_{0x} t = \frac{x}{T_x} \quad y \quad f_{0y} t = \frac{y}{T_y} \tag{4.8}$$

o bien

$$f_{0x} = \frac{1}{T_x}\frac{x}{t} = \frac{v_x}{T_x}$$
$$f_{0y} = \frac{1}{T_y}\frac{y}{t} = \frac{v_y}{T_y} \qquad (4.9)$$

con lo que (5) puede escribirse como:

$$P(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{mn} e^{j2\pi(mf_x + nf_y)t} \qquad (4.10)$$

La ecuación anterior representa una señal *doblemente periódica* que contiene todos los armónicos de la *frecuencia de línea,* f_x y de la *frecuencia de campo,* f_y, que en la práctica común se designan como f_H y f_V respectivamente.

Para la imagen de vídeo, se cumple siempre que $f_H >> f_V$ y C_{mn} disminuye al aumentar el producto *mn*. Para una imagen monocromática fija, el espectro tiene la forma mostrada en la figura 4.10.

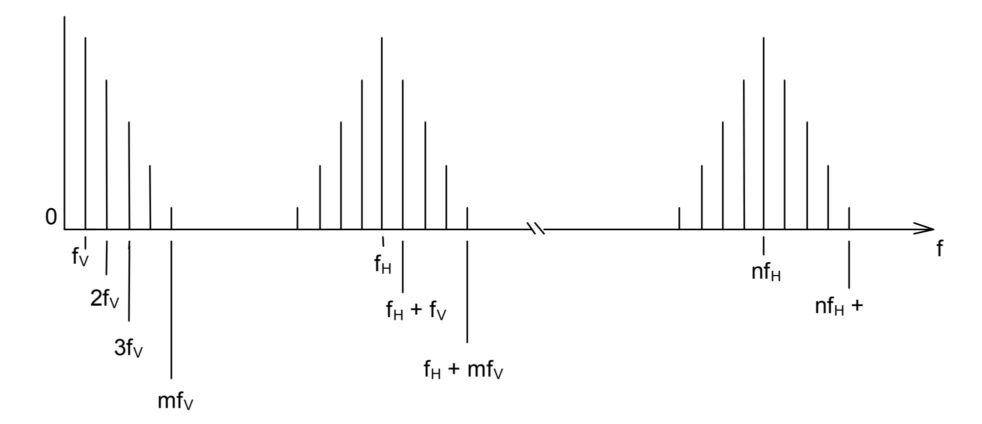


Fig. 4.10. Espectro de la señal de vídeo.

El espectro de la señal de vídeo tiene componentes frecuenciales discretas, a múltiplos de las frecuencias de línea y campo. Cada componente espectral está identificada por los subíndices *m* y *n*, en que *m* representa el número de ciclos de una señal senoidal de luminancia medidos horizontalmente, es decir, a lo largo de una línea y *n*, el número de ciclos medidos verticalmente. La componente (0,0) representa la componente de c.d. de la señal. Las amplitudes de las componentes espectrales disminuyen al aumentar la frecuencia, es decir, cuando *m* y *n* aumentan. Las componentes de mayor magnitud son la de c.d., las de la frecuencia de campo y las de la frecuencia de línea y sus armónicos.

Alrededor de cada línea espectral de un armónico de la frecuencia horizontal o de línea se agrupan una cantidad de componentes espectrales, separados entre sí por intervalos iguales a la frecuencia de campo. Es posible que los componentes espectrales alrededor de un armónico de la frecuencia de línea se superpongan con los de un armónico adyacente, en imágenes con líneas estriadas aproximadamente paralelas a las líneas de barrido, fenómeno al que se designa como *confusión entre componentes*. En los sistemas de color en que las componentes de luminancia y crominancia ocupan la misma región espectral, aunque imbricadas entre sí, la confusión entre componentes puede producir bordes pronunciados en los colores, que es necesario eliminar mediante filtros

capaces de separar claramente las señales de luminancia y crominancia. Tales filtros, llamados *filtros de peine*, pueden eliminar este efecto excepto en direcciones diagonales.

En imágenes fijas, o en las que el movimiento es muy lento, los agrupamientos espectrales alrededor de cada armónico de la frecuencia de línea, pocas veces se extienden más allá de unos 2 KHz a cada lado de la línea espectral del armónico, entre unos 20 y 40 armónicos de la frecuencia de campo, lo que deja un espacio considerable para acomodar otras señales de características frecuenciales y espectrales similares. Los sistemas PAL y NTSC aprovechan esta característica para intercalar la información de color en los "huecos" del espectro de luminancia. En el sistema SECAM las señales de crominancia se modulan en frecuencia y no van intercaladas con la señal de luminancia.

Los conceptos anteriores son importantes para comprender la generación de la señal de color y serán tratados con mayor amplitud al abordar ese tema. Baste aquí tomar nota de que el "entrelazado" en frecuencia se emplea para transmitir simultáneamente las señales de luminancia y crominancia y, además, señales piloto en los sistemas de cable, así como para reducir la interferencia cocanal entre estaciones transmisoras.

Una característica adicional a tener en cuenta en el espectro de la señal de vídeo, que se desprende de la discusión anterior, es que la mayor parte de la energía se concentra en la región de bajas frecuencias, característica que es explotada en los sistemas de compresión digital de imágenes.

4.6 Generación de la señal cromática de vídeo

De acuerdo a los principios de la teoría cromática de la visión, es posible formar prácticamente cualquier color mediante la combinación de tres colores primarios que, en principio, pueden ser cualesquiera. En televisión, los colores primarios son el verde (G), rojo (R) y azul (B) y corresponden, aproximadamente a los "primarios" con los que se identifican las respuestas espectrales del ojo humano.

Hay que enfatizar que la cámara registra la energía luminosa reflejada por los objetos de una escena. La distribución espectral de esta energía reflejada, depende de la característica espectral de la fuente de luz que ilumina la escena y del color del objeto reflejante. Por ello, en televisión cromática es particularmente importante que la fuente luminosa tenga una característica espectral lo más plana posible en el espectro visible, es decir, debe utilizarse una fuente de luz blanca, definida usualmente por una *temperatura de color*, que es la temperatura equivalente de un cuerpo negro cuya energía radiante tiene, esencialmente, la misma distribución espectral que la de la fuente y no debe confundirse con la temperatura real del filamento de una lámpara incandescente. En estas condiciones, cada objeto iluminado por luz blanca "espectralmente pura", reflejará una cantidad de energía que dependerá de su coeficiente de reflexión (reflectividad) y que puede descomponerse en tres componentes correspondientes a los colores primarios. La suma de las energías luminosas de cada componente primario será igual a la energía total reflejada.

Puesto que la generación de una señal de color requiere de tres componentes monocromáticos, cada uno correspondiente a uno de los tres colores primarios, una cámara de color requiere de tres transductores optoelectrónicos, que pueden ser tubos de cámara o dispositivos de acoplamiento de carga, para convertir la energía luminosa de cada uno de los colores primarios en la escena, en las correspondientes señales eléctricas.

Las primeras cámaras de color utilizaron cuatro tubos de cámara, uno para cada color primario y otro adicional para la señal de luminancia (blanco y negro). El cuarto transductor es innecesario, ya que la señal de luminancia puede obtenerse a partir de las señales primarias mediante la relación:

$$E_Y = 0.299E_R + 0.589E_G + 0.114E_B \tag{4.11}$$

Donde E_Y es el voltaje de la señal de luminancia y E_R, E_G y E_B, los de las señales correspondientes al rojo, verde y azul, respectivamente.

La luminancia expresa la magnitud de la intensidad luminosa que percibe el ojo en forma de brillo. Es decir, el brillo es la expresión subjetiva de la luminancia, si bien dichos términos se emplean comúnmente de manera indistinta. En una imagen monocromática, las partes más claras tienen mayor luminancia que las obscuras.

Lo diversos colores tienen también un valor de luminancia asociado, sin embargo, algunos colores parecen más brillantes que otros. Los matices verdes comprendidos entre el cian y el anaranjado son los que tienen mayor brillo.

En realidad, la luminancia es la indicación de cómo se vería el color si se le reproduce en blanco y negro. Las variaciones relativas de brillo de los diferentes matices de color, hacen posible la reproducción de escenas, originalmente en color, como imágenes en blanco y negro. En resumen, la señal de luminancia contiene únicamente la información de brillo de los diferentes puntos de la imagen.

Por otra parte, el término *crominancia* combina las propiedades de matiz y saturación de la imagen. En televisión cromática esta información se utiliza para modular una subportadora a 3.58 o 4.43 MHz, dependiendo del estándard de barrido utilizado y, a tal señal modulada se le designa como crominancia. Un término habitual en el entorno de televisión es, también, *croma*.

La señal de crominancia es una señal compuesta de otras dos señales, formadas a su vez mediante combinaciones de tres señales correspondientes a otros tantos colores primarios que, en televisión se han elegido como el rojo, verde y azul.

En la cámara, la luz procedente de la escena iluminada con luz blanca se enfoca mediante un sistema óptico externo, compuesto por lentes y a continuación se descompone en tres colores primarios, en la forma mostrada esquemáticamente en la figura 9. Los voltajes de salida de los tres sensores, ya sean tubos de cámara o CCDs se ajustan para tener el mismo valor cuando la cámara se enfoca sobre una escena blanca de referencia, independientemente de la temperatura de color de la escena.

La descomposición en los colores primarios se realiza mediante *prismas* o *filtros (espejos) dicroicos*. En la figura 4.11 se ilustra la descomposición de la luz mediante estos últimos. Un filtro o espejo dicroico es una superficie recubierta con una película metálica especial, capaz de reflejar ciertos colores y dejar pasar los restantes. Así, el primer dicroico refleja el rojo, en tanto que deja pasar las demás componentes espectrales de la luz, en este caso los colores que contienen verde y azul. El haz luminoso rojo se refleja de nuevo mediante un espejo neutro para dirigirlo al correspondiente sensor electroóptico. El segundo dicroico refleja el azul, que sigue un camino similar al rojo. La salida del segundo dicroico contiene únicamente componentes espectrales correspondientes al color verde. Esta sección de la cámara se designa como *óptica interna* y juega un papel muy importante en la calidad de la imagen resultante y, por tanto en el costo de una cámara. La óptica interna debe introducir el mínimo de distorsiones sobre la luz incidente, de ahí que los materiales que recubren los espejos dicroicos deben ser de gran pureza para garantizar la correcta descomposición espectral y, además deben tener una elevada transmitividad y reflectividad para que la atenuación introducida en la señal óptica, desde la óptica externa hasta los sensores electroópticos sea uniforme en todo el espectro.

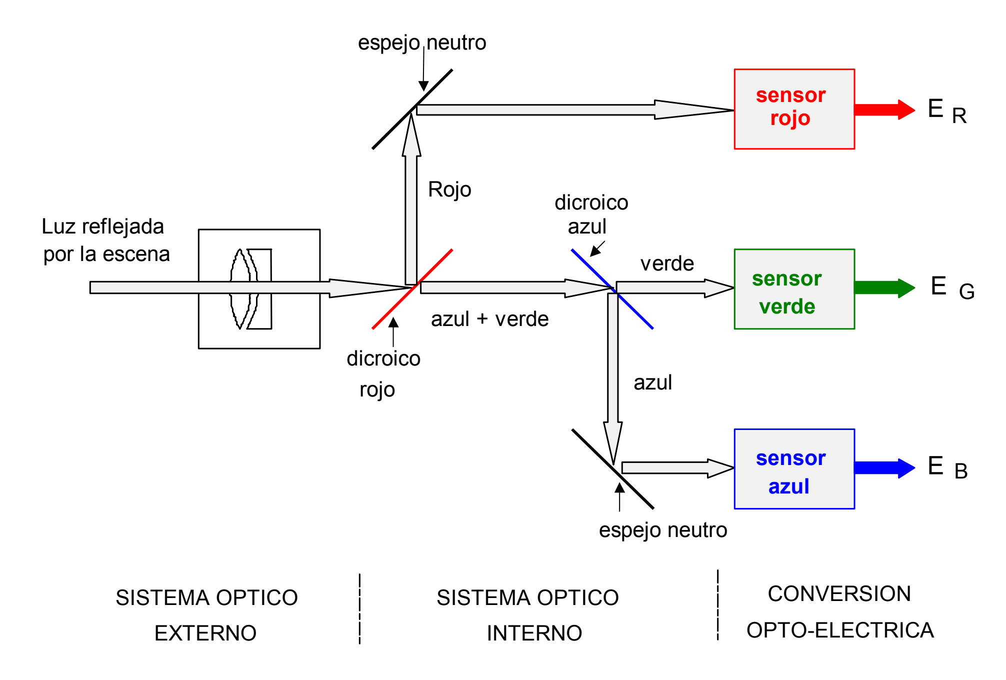


Fig. 4.11. Esquema elemental de una cámara cromática

Los valores colorimétricos se han determinado de forma que, para la reproducción, se emplea un blanco referido al iluminante D_{6500}, por lo que los colores reproducidos siempre aparecen como si la escena se hubiera iluminado con luz blanca D_{6500} tal como se ha descrito en el capítulo 3. Pueden ocurrir errores colorimétricos serios si se permite que el sistema reproductor varíe sus parámetros respecto a los valores correspondientes al iluminante D_{6500}, aún cuando la luz blanca de referencia empleada al registrar la escena pueda, como ocurre con frecuencia, corresponder a diferentes temperaturas de color.

Para conseguir este resultado, se emplean señales de diferencia de color, designadas como (R-Y), (G-Y) y (B-Y), las cuales se codifican de manera específica en el transmisor, pasan por el canal de comunicaciones, se detectan en el receptor y, finalmente, se agregan cada una a la señal de luminancia para obtener en el receptor, las señales primarias R, G y B, es decir:

$$\begin{aligned} E_Y+E_{(R-Y)}&=E_Y+E_R-E_Y=E_R \\ E_Y+E_{(G-Y)}&=E_Y+E_G-E_Y=E_G \\ E_Y+E_{(B-Y)}&=E_Y+E_B-E_Y=E_B \end{aligned} \tag{4.12}$$

4.6.1 Corrección de gamma

En un sistema de televisión, la luz emitida por el tubo de rayos catódicos en el receptor debe ser directamente proporcional a la intensidad luminosa (luminancia) captada por el sensor de cámara. En general, la respuesta de dichos sensores, ya sean tubos de cámara o CCDs, es prácticamente lineal; es decir, el voltaje de la señal se salida varía, con buena aproximación, linealmente con respecto a la intensidad de la luz incidente sobre el sensor.

En los tubos de rayos catódicos (TRC), por el contrario, la intensidad de luz emitida por la pantalla no varía linealmente en función del voltaje de señal aplicado entre la reja y el cátodo del tubo, ya que la característica de transferencia es de tipo parabólico, de forma:

$$Y = V^{\gamma} \tag{4.13}$$

donde Y expresa la intensidad luminosa o luminancia emitida por la pantalla, V el voltaje de señal aplicado al TRC y γ se designa como *factor gamma*, cuyos valores prácticos se sitúan alrededor de 2.8. Esta característica no lineal da como resultado que, al ser reproducidas las zonas obscuras o brillantes, aparezcan respectivamente más obscuras o más brillantes que en la imagen original y, para corregir esta distorsión es necesario compensar la característica no lineal del TRC mediante un circuito adecuado que predistorsione la señal de acuerdo a la relación:

$$Y' = V^{\frac{1}{\gamma}} \tag{4.14}$$

donde Y' se designa ahora como *luminancia corregida en gamma*. El resultado de esta acción produce una característica global de transferencia lineal, como se ilustra en la figura 4.12.

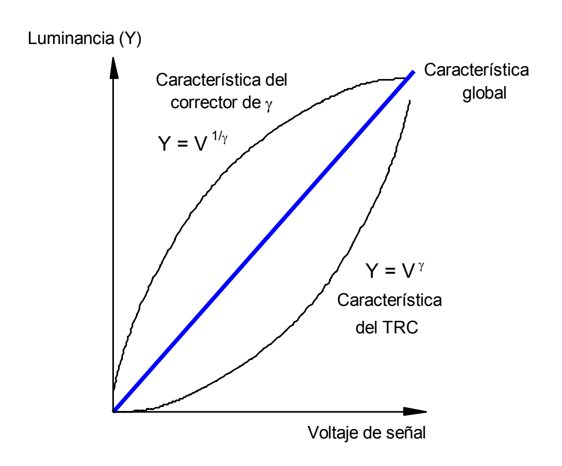


Fig. 4.12. Característica de transferencia del TRC
y del circuito corrector de γ.

Aunque esta *corrección de gamma* puede hacerse tanto en la cámara como en el receptor, la práctica común es realizarla en la cámara, directamente a la salida de los preamplificadores de señal de los sensores, con lo que se simplifica el diseño de los receptores al no tener que incluir en ellos a los circuitos de corrección.

En las cámaras de color, en que se tiene un sensor para cada color primario y cuyas salidas son proporcionales a las luminancias correspondientes, la corrección de gamma se hace para cada uno de los colores, de modo que la señal de luminancia corregida en gamma se expresa en este caso como:

$$E'_Y = 0.299E'_R + 0.589E'_G + 0.114E'_B \tag{4.15}$$

donde el apóstrofe indica los valores corregidos en gamma, tanto de las señales primarias como de luminancia.

4.6.2 Principio de luminancia constante

En teoría, la luminancia de una imagen debe mantenerse constante, independientemente de que dicha imagen se transmita como monocromática o de color y este principio debe ser igualmente válido para los receptores de los dos tipos de imágenes. Además, en los receptores de color, los cambios arbitrarios en el nivel de crominancia como los causados por ruido u otros fenómenos, no deben producir cambios en el nivel de luminancia. Este es un aspecto de importancia, ya que el ojo

es considerablemente más sensible a los cambios en la información de luminancia (brillo) que a los del matiz y saturación de los colores.

Este principio de *luminancia constante*, aparentemente evidente, no se cumple estrictamente debido a la corrección de gamma en las cámaras de color. En efecto, la señal de luminancia en términos de los colores primarios está dada por la ecuación (4.11), *antes* de la corrección de gamma. Esta señal de luminancia, corregida en gamma sería:

$$E'_Y = E_Y^{1/\gamma} = (0.299E_R + 0.589E_G + 0.114E_B)^{1/\gamma} \qquad (4.16)$$

Sin embargo, en la práctica, la señal de luminancia "corregida en gamma" se obtiene a partir de las señales primarias corregidas en gamma, mediante la expresión (4.15), es decir:

$$E'_{Y1} = 0.299E_R^{1/\gamma} + 0.589E_G^{1/\gamma} + 0.114E_B^{1/\gamma} \qquad (4.17)$$

y es claro que las señales E'_Y y E'_{Y1} no son iguales.

Debido a la característica del receptor, la luminancia de la imagen reproducida en la pantalla, dada por E''_Y, será:

$$E''_Y = (E'_Y)^\gamma \qquad (4.18)$$

y, si la señal obedece la relación (4.16), se reproducirá la imagen original. Sin embargo, si la luminancia se ha generado de acuerdo a (4.17), la luminancia reproducida tendrá la forma:

$$E''_Y = \left(0.299E_R^{1/\gamma} + 0.589E_G^{1/\gamma} + 0.114E_B^{1/\gamma}\right)^\gamma \qquad (4.19)$$

que, claramente, no reproduce la luminancia de la señal original (4.11).

En la gráfica de la figura 4.13 se muestra la diferencia entre los niveles de luminancia reproducidos en el receptor, según la expresión (4.19) y la correcta, según (4.18). Esta gráfica se obtiene variando E_R entre 0 y 1 y manteniendo $E_G = E_B = 1$. Se obtienen gráficas similares variando los valores de E_G y E_B.

La conclusión del análisis anterior es que, en un receptor monocromático, la luminancia se reproduce correctamente cuando en la imagen original se tienen tonos grises o blancos. La luminancia correspondiente a otros colores se reproduce a valores menores que los correctos y el error es mayor en el azul y menor en el verde. En la práctica esto significa que en las imágenes de color las escenas aparecen más obscuras de lo que aparecerían si se transmitiera en blanco y negro.

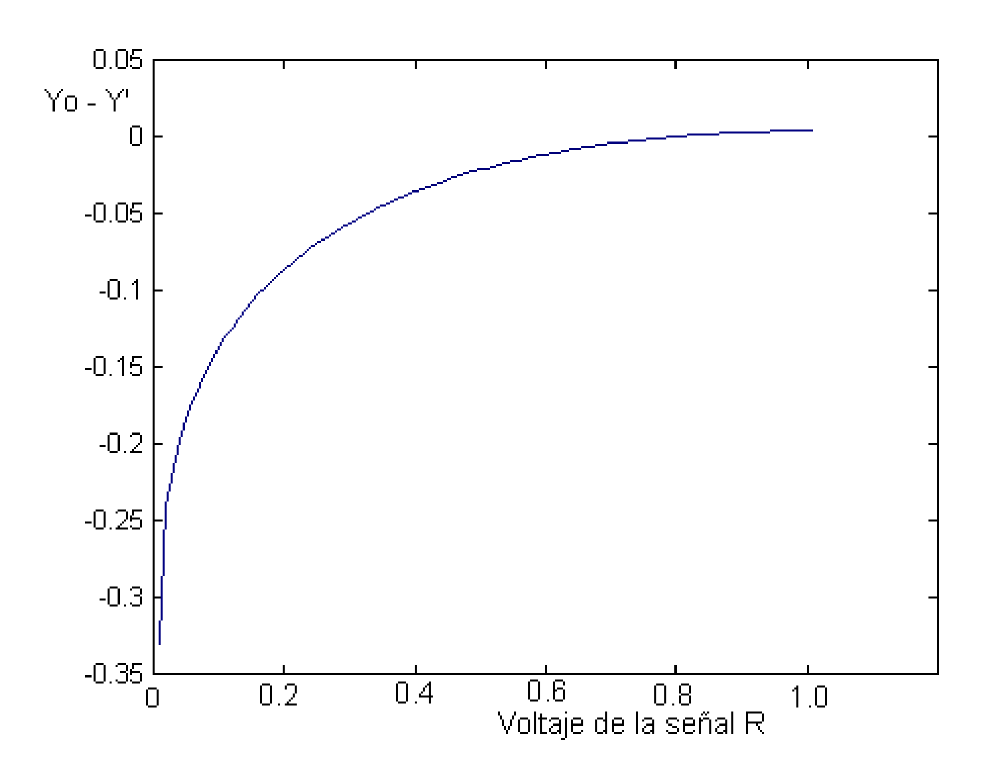


Fig. 4.13. Error de luminancia debido a la corrección gamma.

Esta situación, que afecta a los receptores monocromáticos y que viola el principio de luminancia constante, se resuelve en buena medida por el hecho de que, en dichos receptores, la señal de crominancia compuesta está presente junto a la de luminancia en el tubo de rayos catódicos (véase la sección siguiente relativa a la codificación de las señales de color), lo que no ocurre en los receptores de color a cuyo TRC se aplican las tres señales primarias. La señal de crominancia compuesta es una onda senoidal modulada que, debido a la característica del TRC, se rectifica parcialmente y su componente continua se suma a la señal de luminancia con lo que, en promedio, el nivel total de ésta aumenta compensando en cierta medida el error global. Cabe mencionar que la presencia de la señal de crominancia junto a la de luminancia en los receptores monocromáticos produce un patrón de puntos ligeramente perceptibles en algunos receptores, sobre todo antiguos.

4.6.3 Codificación[3] de las señales de color

Según lo anterior, un sistema de televisión color requiere de la transmisión de cuatro señales de vídeo distintas: luminancia y tres señales adicionales correspondientes a los colores primarios, o bien a las diferencias de color entre éstos y la luminancia. Ahora bien, estas cuatro señales deben, transmitirse todas, simultáneamente en el mismo ancho de banda que ocupa la señal monocromática, por lo que es necesario codificarlas, o más propiamente, multiplexarlas de alguna forma tal, que queden contenidas en el ancho de banda de la señal monocromática, de 4.5 o 5.5 MHz según el estándard utilizado. Además, la señal cromática resultante debe ser compatible con la monocromática, de modo que un receptor monocromático debe reproducir la señal en blanco y negro correspondiente al brillo total de la imagen. Análogamente, un receptor de color, debe poder reproducir, en blanco y negro, una señal monocromática.

[3] Por *codificación*, se entiende aquí el proceso de combinar las señales analógicas correspondientes a los colores primarios en una señal compuesta de vídeo y no debe confundirse con el concepto de codificación utilizado habitualmente en los sistemas digitales.

Aún cuando para la reproducción son necesarias tres señales primarias, para especificar completamente un color sólo son necesarias dos. Las cantidades que representan a estas señales pueden especificarse en una variedad de formas que, para el propósito que nos ocupa, pueden pensarse como vectores de fases fijas específicas[4]. Las amplitudes de estos vectores corresponden a voltajes proporcionales a las señales de color que, junto con la información de la señal monocromática o de luminancia, permiten especificar completamente el color transmitido. En el sistema NTSC estas dos señales se designan como I y Q y están especificadas por:

$$\begin{aligned} E_I &= -0.274E_G + 0.596E_R - 0.322E_B \\ E_Q &= -0.522E_G + 0.211E_R + 0.311E_B \end{aligned} \qquad (4.20)$$

En el sistema PAL estas dos señales se designan como U y V y están definidas como:

$$\begin{aligned} E_U &= 0.493(E_B - E_Y) \\ E_V &= \pm 0.877(E_R - E_Y) \end{aligned} \qquad (4.21)$$

En el sistema NTSC, la señal I tiene un ancho de banda de, aproximadamente, 1.5 MHz y contiene los matices de color en el rango del naranja al cian. La señal Q, a la que corresponden los colores en el rango del verde al magenta, tiene un ancho de banda de alrededor de 0.6 MHz. En el sistema PAL, las señales U y V tienen anchos de banda iguales, del orden de 1.3 MHz. El signo ± en la expresión (4.21) para E_V es debido a que esta señal cambia de fase 180º en líneas alternas, tema que se tratará más adelante.

Las señales I y Q en el sistema NTSC están basadas en las propiedades perceptuales de la visión humana, ya que el ojo no aprecia los detalles de color con la misma resolución en los diferentes matices. Tampoco el ojo aprecia los detalles finos en los colores de una imagen. La agudeza visual decrece según disminuye el tamaño el objeto percibido y, por tanto, ocupa una porción pequeña del campo visual. En este caso, en que el campo visual es reducido no se produce sensación de color, únicamente de brillo y, por tanto, no es necesario transmitir información de color a frecuencias superiores a alrededor de 1.5 MHz. Los objetos que ocupan una zona intermedia del campo visual corresponden a frecuencias de, aproximadamente, entre 0.5 y 1.5 MHz y se perciben por un proceso visual bicromático, consistente en que sólo se requiere la mezcla de dos colores en la gama de naranja a cian. En esta zona, por tanto, sólo es necesario transmitir esos dos colores, cuya combinación corresponde aproximadamente a la señal I.

Las áreas mayores del campo visual corresponden a frecuencias de vídeo inferiores a unos 0.5 MHz y en su percepción intervienen los tres colores primarios, por lo que en esa banda es necesario transmitir la información completa para lograr una reproducción satisfactoria. La otra componente cromática de la señal que contiene sólo esas bajas frecuencias es la señal Q. Estas características perceptuales de la visión que, aparentemente constituyen limitaciones a la calidad de la señal cromática, permiten el desarrollo de sistemas prácticos de televisión en que no se transmite la información que el ojo es incapaz de percibir, logrando así transmitir imágenes de alta calidad subjetiva, enteramente aceptables a cualquier observador humano.

Al reducir los anchos de banda de las señales de crominancia a valores prácticos para su transmisión dentro del ancho de banda del canal de televisión, se ha realizado una *compresión* de la señal, en este caso desde el punto de vista espectral. Al tratar los sistemas digitales de televisión se hablará nuevamente de compresión que, en dichos sistemas, constituye el proceso fundamental, indispensable para reducir la velocidad de transmisión a valores prácticos. El concepto de compresión es similar, pero el procedimiento de compresión digital es completamente diferente.

[4] Bingley, F.J. "Colorimetry in Color Television". Proc. IRE, Vol. 41, pp. 838-851. July 1953.

En resumen, la respuesta del ojo para los detalles finos de una imagen de color es prácticamente monocromática y, por ello, no es necesario transmitir información cromática en aquellas frecuencias en que el ojo no la percibe. En lo que respecta a los anchos de banda de las dos señales de *crominancia*, puede pensarse que el sistema PAL es más simple que el NTSC al manejar el mismo ancho de banda para ambas señales. Históricamente, dicho sistema puede considerarse como una variante, no necesariamente mejor que el NTSC.

El proceso de codificación puede resumirse ahora como sigue: la luz reflejada de la escena captada por la cámara se separa, por medios ópticos, en tres componentes: rojo, verde y azul, para producir tres señales eléctricas cuyos voltajes corresponden a los niveles de brillo de cada uno de los colores primarios. Las tres señales resultantes se combinan en matrices formadas por circuitos lineales para formar la señal de luminancia, cuyo espectro va de 0 hasta, aproximadamente, 5 MHz (4 MHz en el sistema NTSC). Se forman, también mediante matrices lineales, dos señales de diferencia de color, designadas como I y Q en el sistema NTSC y como U y V en PAL. Con estas dos señales y la de luminancia se plantea ahora de nuevo el problema de transmisión de tres señales distintas, de diferentes anchos de banda, en la misma banda ocupada por una de ellas, la señal de luminancia. Es necesario combinarlas de alguna forma tal, que no se interfieran entre sí, ni que tampoco ocurra interferencia con la señal de audio que se transmite simultáneamente con la de vídeo. La idea básica de la codificación de color, se muestra en la figura 4. 14.

.

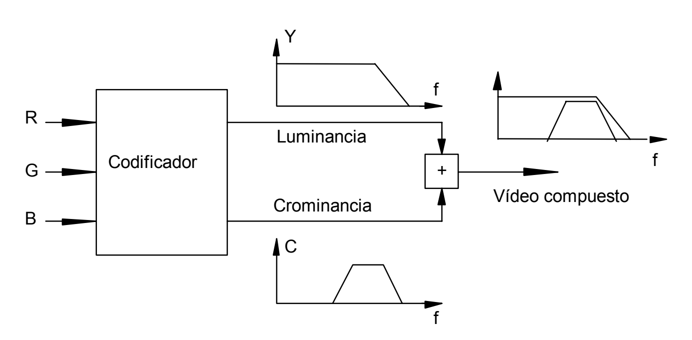


Fig. 4.14. Codificador genérico de color.

La solución a este problema la proporciona el propio espectro de la señal monocromática que, como se vio, es discreto y sus componentes están espaciados a múltiplos de las frecuencias de línea y cuadro. El espectro de las señales de crominancia tiene características similares, por lo que es posible intercalar o imbricar los componentes frecuenciales de las señales de color en el espectro de la propia señal de luminancia como se indica en la figura 4.15

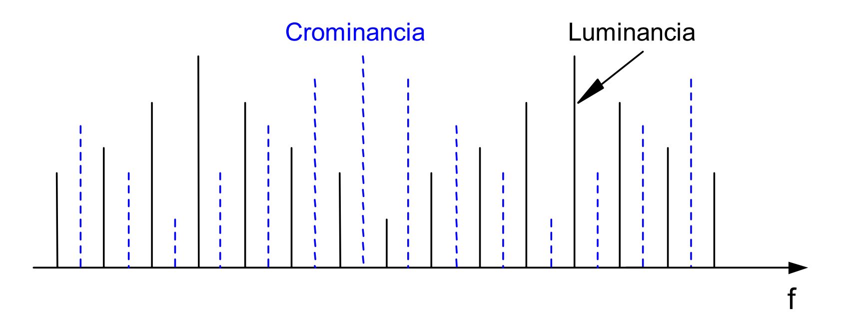


Fig. 4.15. Imbricado del espectro de crominancia en el de luminancia

Para realizar lo anterior, es necesario que los componentes espectrales de la señal de crominancia caigan en las porciones del espectro no ocupadas por la luminancia, por lo que la frecuencia de la subportadora debe guardar una relación precisa con la frecuencia de línea, ya que los

agrupamientos espectrales de la señal de luminancia se encuentran exactamente a múltiplos de dicha frecuencia.

Tanto en el sistema NTSC como en el PAL, la información de crominancia se transporta mediante la modulación simultánea en amplitud y fase de una subportadora, cuya frecuencia se elige en la parte alta del espectro de la señal de luminancia y que está relacionada de forma precisa con la frecuencia de barrido, como un múltiplo impar de la mitad de la frecuencia de línea. La información de matiz corresponde a la fase instantánea de la subportadora, en tanto que la *saturación* se determina como la relación entre la amplitud instantánea de la subportadora y la de correspondiente señal de luminancia.

Las dos componentes de crominancia modulan a dicha subportadora en amplitud y cuadratura de fase, con lo que ambas componentes pueden transportarse mediante una sola portadora sin interferirse entre sí.

4.6.4 Codificación NTSC

Las entradas al codificador NTSC, cuyo diagrama general de bloques se muestra en la figura 4.16, son las tres señales correspondientes a los colores primarios: R, G y B que se combinan en una matriz con circuitos resistivos y amplificadores inversores para los necesarios cambios de signo, con el fin de dar a la salida una señal de luminancia y dos de crominancia, I y Q, de acuerdo a las relaciones (4.11) y (4.13).

Debido a que el filtro para la señal Q introduce un retardo del orden de 0.2 μs, es necesario retrasar la señal I , mediante un circuito de retardo. Lo mismo ocurre con la señal de luminancia, cuyo retardo es, en este caso, de aproximadamente 0.4 a 0.5 μs. La forma de estas señales, para una imagen de barras de color se ilustra en la figura 4.17. Los colores de las barras, de izquierda a derecha son: blanco, amarillo, cian, verde, magenta, rojo y azul.

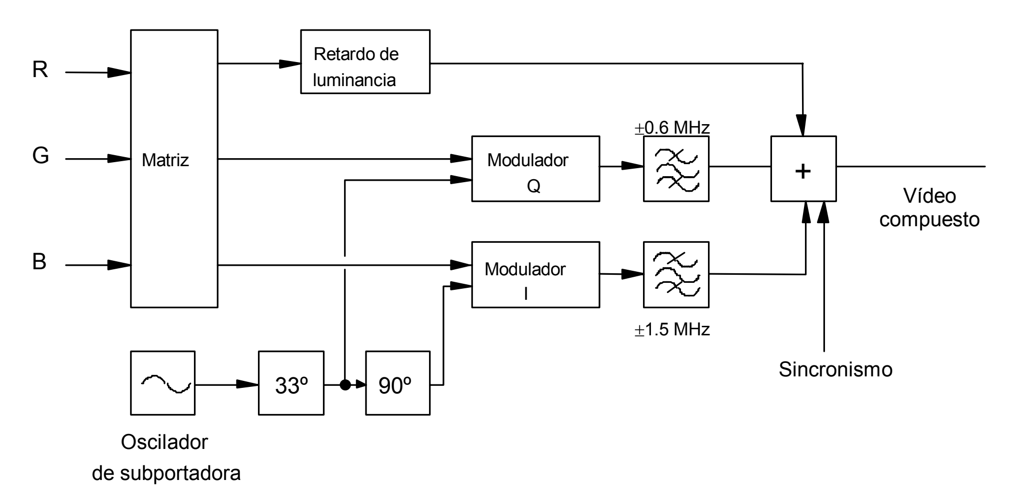


Fig. 4.16. Codificador NTSC.

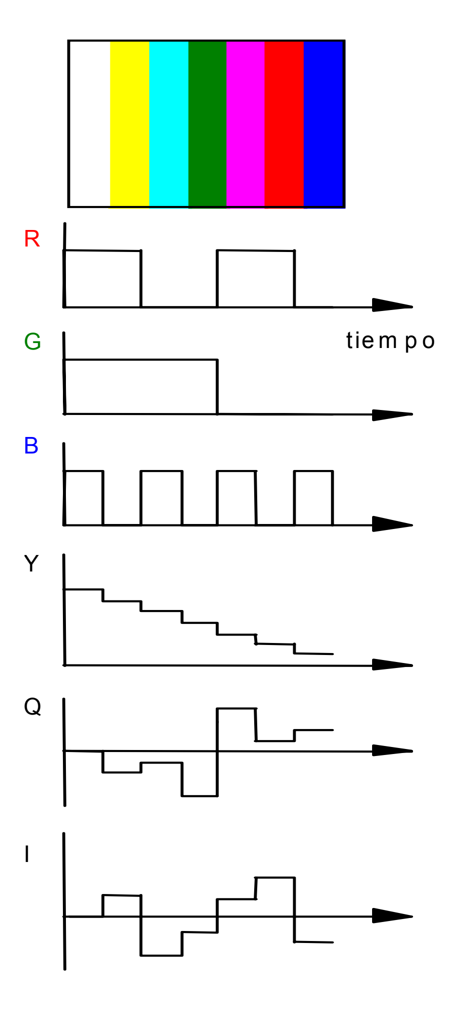


Fig. 4.17. Señales a la entrada y salida de la matriz del codificador.

Un detalle importante que se observa en la figura 4.17, es que las señales de crominancia son *bipolares*. Estas señales se utilizan para modular a la subportadora de color en amplitud y cuadratura de fase, mediante dos moduladores balanceados a los que, en el correspondiente a la señal Q se aplica la subportadora desfasada 33º y al de la señal I se aplica la subportadora desfasada otros 90º a fin de lograr la cuadratura de fase necesaria. Se selecciona la salida de los moduladores que corresponde a la suma de los productos y se suman para producir una señal única de *crominancia compuesta*, cuya forma se ilustra en la figura 4.18.

Esta señal de crominancia compuesta se suma a la señal de luminancia y a las señales de sincronismo y borrado para obtener la señal completa de vídeo compuesto de color. Las características detalladas de esta señal se tratan en la sección 4.6.5.

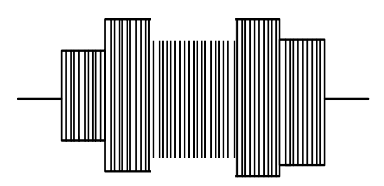


Fig. 4.18. Señal de crominancia compuesta.

Si se toma arbitrariamente la referencia de fase de la subportadora (0º) como la correspondiente al eje de diferencia de color B-Y, la señal Q está defasada 33º respecto a aquélla. El diagrama vectorial o de fase de color de estas señales se muestra en la figura 4.19.

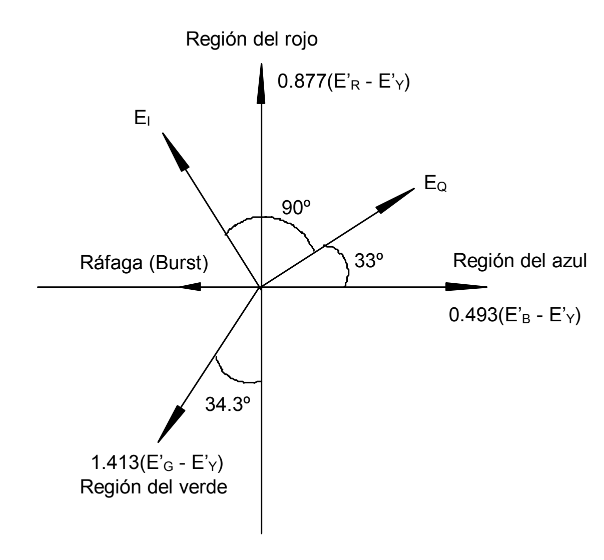


Fig. 4.19. Diagrama de fase de color en el sistema NTSC.

Determinación de la frecuencia de subportadora de color. La determinación del valor de la frecuencia de la subportadora de color, para el sistema NTSC, está condicionada por dos factores importantes. En primer lugar, la necesidad de imbricar o entrelazar el espectro de crominancia en los huecos del espectro de luminancia para reducir la visibilidad de la subportadora, requiere que la frecuencia de ésta sea exactamente un múltiplo impar de la mitad de la frecuencia de línea según se indica en la figura 4.10. En el estándard NTSC de 525 líneas, la frecuencia de la subportadora corresponde a la del armónico 455 de la mitad de la frecuencia de línea, es decir. 3.579545 MHz. Este entrelazado proporciona inversión fase de la subportadora entre líneas adyacentes, reduciendo por consecuencia su visibilidad y asegurando la compatibilidad con los sistemas monocromáticos. En segundo lugar, y para los sistemas de 525 líneas, en que la portadora de audio se sitúa 4.5 MHz por encima de la de vídeo, es necesario que el espectro de crominancia también quede entrelazado con la frecuencia de batido entre la subportadora de color y la frecuencia central de la portadora de audio, de 920 KHz. Por razones de compatibilidad, la separación entre las portadoras de audio y vídeo se mantuvo en 4.5 MHz y el número de líneas por cuadro en 525, con lo que las frecuencias de línea y cuadro varían ligeramente respecto a las de la señal monocromática, pero se mantienen dentro de las tolerancias de los estándares previos. La frecuencia horizontal o de línea para los sistemas de 525 líneas se calcula como:

$$f_H = \frac{4.5\times 10^6}{286} = 15734.2657 Hz$$

La frecuencia de campo resulta entonces:

$$f_{CAMPO} = \frac{f_H}{\frac{525}{2}} = 59.94 Hz$$

y la frecuencia de la subportadora, según se mencionó antes:

$$f_{SC} = 455 \times \frac{f_H}{2} = 3.579545 MHz$$

4.6.5 Señal compuesta de vídeo cromático

Aún cuando en la figura 4.17 se ilustra esquemáticamente el proceso de codificación en el sistema NTSC, básicamente similar al PAL y cuyas diferencias se tratarán en las secciones siguientes de este capítulo, es conveniente profundizar algo en la naturaleza de la señal compuesta de vídeo en *banda base*, a fin de lograr una mejor compresión de la misma. Debe tenerse en cuenta que dicha señal compuesta es el resultado de combinar tres señales, una de luminancia cuyo espectro es discreto y dos de color, también con espectro discreto y que, por el valor elegido para la frecuencia de la subportadora, queda imbricado y, teóricamente sin interferencia, en el espectro de luminancia. Para conseguir esto es necesario combinar las dos señales de color de forma que, también sin interferirse entre sí, puedan modular a la misma subportadora de color. El procedimiento seguido se describe a continuación.

Las señales I y Q en NTSC o U y V en PAL modulan en amplitud a la misma subportadora. Para evitar la interferencia entre ellas, la modulación se realiza en cuadratura de fase y con portadora suprimida, como se infiere del diagrama de bloques de la figura 4.16, en que a uno de los moduladores se le aplica una portadora de frecuencia f_{SC} (sen ω_{SC}t) y al otro, una portadora de la misma frecuencia que al anterior, pero desfasada 90º (sen(ω_{SC}t + 90º)). En dicho diagrama, y sin pérdida de generalidad, se ha omitido expresar explícitamente el desfasamiento adicional de 33º. Ambos moduladores son balanceados con lo que se consigue la supresión de la portadora a su salida. El proceso puede describirse, también sin pérdida de generalidad, suponiendo que las señales I y Q son de frecuencia única y varían senoidalmente:

$$\begin{aligned} Q(t) &= Q_0 \cos(\omega_Q t) \\ I(t) &= I_0 \cos(\omega_I t) \end{aligned} \qquad (4.22)$$

En el dominio del tiempo, el proceso de modulación equivale a multiplicar las señales anteriores por las respectivas portadoras, es decir:

$$\begin{aligned} Q_M(t) &= Q_0 \cos(\omega_Q t)\,\text{sen}(\omega_{SC} t) \\ I_M(t) &= I_0 \cos(\omega_I t)\,\text{sen}(\omega_{SC} t + 90^\circ) \end{aligned} \qquad (4.23)$$

donde el subíndice *M* indica que se trata de señales moduladas, que pueden expresarse como:

$$\begin{aligned} I_M(t) &= \frac{I_0}{2}\left[\cos(\omega_{SC}\,\omega_I)t + \cos(\omega_{SC} + \omega_I)t\right] \\ Q_M(t) &= \frac{Q_0}{2}\left[\text{sen}(\omega_{SC} - \omega_Q)t + \text{sen}(\omega_{SC} + \omega_Q)t\right] \end{aligned} \qquad (4.24)$$

y la señal compuesta de crominancia se puede expresar ahora como:

$$C(t) = I_M(t) + Q_M(t) \qquad (4.25)$$

finalmente, la señal compuesta de vídeo cromático, en función del tiempo, puede representarse como:

$$v(t) = Y(t) + C(t) \tag{4.26}$$

donde *Y(t)* es la señal de luminancia en *banda base*, en tato que *C(t)* es una señal en *banda de paso*, es decir modulada, cuyo espectro está centrado alrededor de la subportadora de color compuesta, a su vez, por dos señales de color.

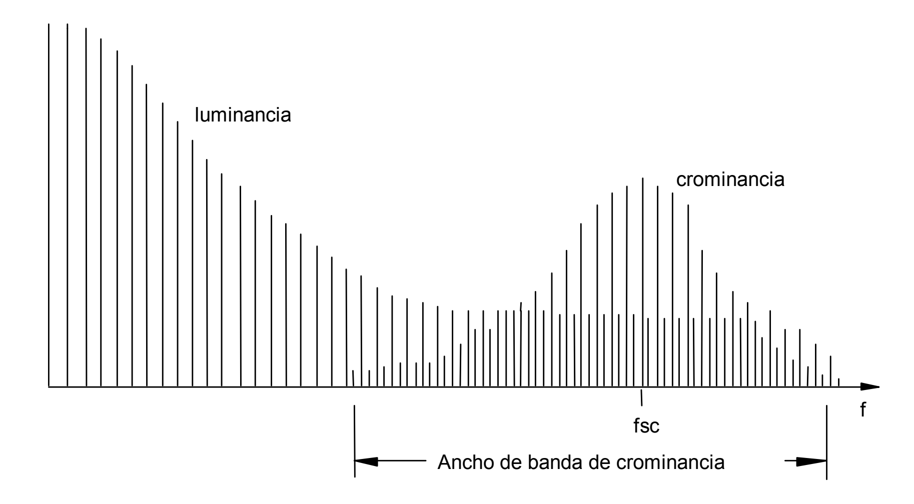


Fig. 4.20. Espectro de la señal de vídeo compuesto

En la figura 4.20 se muestra, conceptualmente, el espectro de una señal cromática de televisión La mayor parte de la energía de la señal de luminancia se concentra en la región de bajas frecuencias, en tanto que para la crominancia, la mayor densidad espectral de energía se tiene alrededor de la subportadora. Aunque los anchos de banda de las señales I y Q son diferentes, no es posible distinguir espectralmente cada una de las componentes, sin embargo, el hecho de que estén moduladas en cuadratura de fase, permite su recuperación sin interferencia.

De la ecuación (4.24) se aprecia que cada una de las dos señales de color da lugar a dos señales moduladas en las que aparecen bandas laterales simétricas alrededor de la subportadora. En el caso de la señal I, cuyo ancho de banda es del orden de 1.5 MHz, la banda lateral superior se extendería hasta aproximadamente 3.58 + 1.5 = 5.08 MHz. Como el ancho de banda de luminancia es, en NTSC para los sistemas de 525 líneas, de 4.2 MHz a -3 dB, las dos bandas laterales de la señal Q se transmiten íntegramente, pero la banda lateral superior de la señal I queda recortada; sin embargo, la banda lateral inferior se transmite íntegramente y es suficiente para recuperar la señal I en su banda base. En el sistema PAL, en que los anchos de banda de las dos señales de color U y V son iguales y del orden de 1.3 MHz, se presenta una situación similar a la de la señal I en NTSC.

Para recuperar las señales de color es necesario emplear detección síncrona, ya que en dichas señales moduladas no está presente la subportadora y es necesario reinsertarla a la misma frecuencia y fase utilizadas en la generación de la señal original. En teoría la subportadora podría generarse en el propio detector mediante un oscilador local, sin embargo esta técnica no se utiliza por la seria dificultad de enganchar en frecuencia y fase precisas, la frecuencia del oscilador sin una referencia exacta. Hay que tener en cuenta que la frecuencia de la subportadora guarda una relación exacta con la frecuencia de línea, de modo que el enganche en frecuencia podría llevarse a cabo con relativa facilidad, sin embargo, la fase de la subportadora, que constituye la referencia para la reproducción fiel de los colores difícilmente puede controlarse y la recuperación exacta de las señales de color plantea problemas considerables por este procedimiento.

Para salvar el problema anterior, se inserta una muestra de la subportadora en la señal compuesta de vídeo, en forma de una ráfaga[5] de alrededor de 10 ciclos de la subportadora, después del pulso de sincronismo horizontal, dentro del intervalo de borrado y antes de la información de vídeo, en la forma mostrada en la figura 4.21.

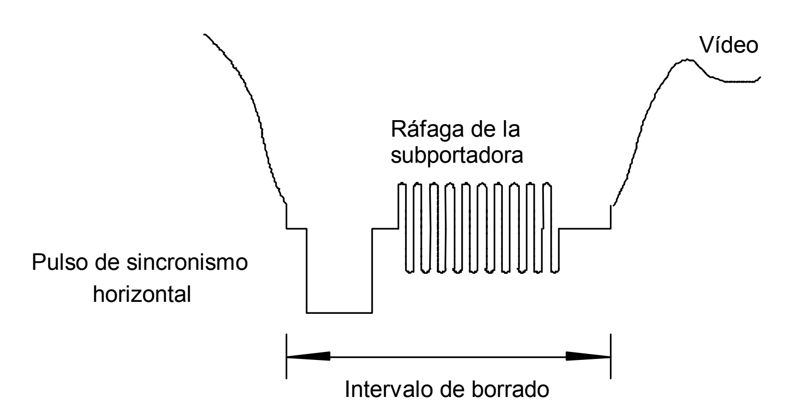


Fig. 4.21. Ráfaga de la subportadora de color.

Las muestras de la subportadora se repiten, por tanto, en cada línea, de modo que en el decodificador de color se utilizan como referencia para un circuito enganchado en fase (PLL) que, en estas condiciones reproduce exactamente en frecuencia y fase a la subportadora original.

Fase de la ráfaga. En NTSC, la fase de la ráfaga de color es de 180º respecto a la fase de la subportadora, como se ve en el diagrama vectorial de la figura 4.19. Este defasamiento se eligió para reducir al mínimo la interferencia durante el período de retorno de línea, debido a que, si bien la ráfaga se separa de la señal de crominancia aplicada a los demoduladores en el decodificador y se conduce hacia el circuito de regeneración de subportadora, es posible que por inducción o alguna deficiencia en el circuito, una porción de la ráfaga alcance a los demoduladores produciendo una salida de éstos durante el período de retorno de línea, que es visible en la zona izquierda de la pantalla como un patrón verde de muy baja intensidad.

Es importante insistir en que la ráfaga de la subportadora de color *no es la señal de crominancia*, que está distribuida, junto con la luminancia, a lo largo de la línea activa de vídeo. La ráfaga es únicamente una muestra de la subportadora, que proporciona al decodificador la información de frecuencia y fase de aquélla, necesarias para recuperar correctamente las señales de color.

Como la señal de crominancia compuesta está formada por una portadora modulada con semiciclos positivos y negativos, no tiene polaridad. Al combinarla con la señal de luminancia, que es unipolar, ya que el nivel negro corresponde a 0 V y cualesquier otro nivel corresponde a un voltaje positivo, el resultado es una señal que, para el caso de las barras de color tiene la forma mostrada en la figura 4.22

[5] Otras designaciones para esta señal son *burst,* y en alguna literatura en español se encuentra la palabra *salva.*

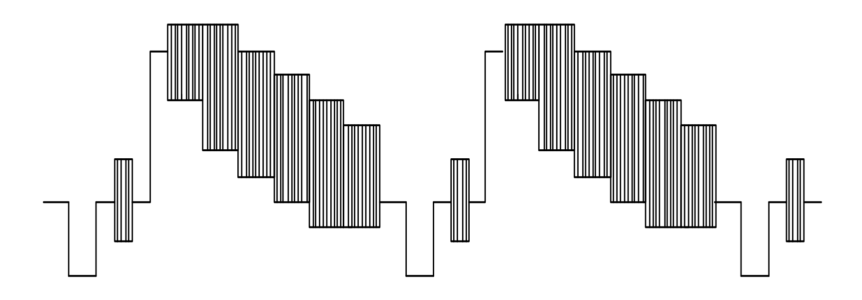


Fig. 4.22. Señal de barras de color.

La señal anterior representa la suma de cuatro señales: luminancia (Y en la figura 4.17), crominancia compuesta (figura 4.18), ráfaga (figura 4.21) y pulsos de sincronismo horizontal. Los pulsos de sincronismo en el intervalo vertical son iguales que para las señales monocromáticas.

En la figura se aprecia que el nivel máximo de la señal compuesta de color excede el nivel de blanco, en el extremo izquierdo de la línea de vídeo. Si al nivel blanco se le asigna un valor relativo de 1.0, el valor máximo de la señal de la primera barra de color (amarillo) es de 1.34. De manera similar, la señal de la barra azul, en el extremo derecho de la línea alcanza valores menores que cero (-0.34 en este caso), inferiores al nivel de negro de la señal de luminancia.

Tal característica de la señal cromática no debe entenderse como si ésta excediera los valores de blanco y negro. Hay que tener en cuenta que la señal cromática es una señal compleja, compuesta por varias señales que se combinan en una señal única en la forma indicada antes y que, antes de presentarla al tubo de rayos catódicos para su visualización, debe descomponerse nuevamente en sus señales básicas originales. En un monitor de vídeo o en un receptor monocromático la señal de crominancia no tiene ningún efecto y sólo actúa la señal de luminancia, en tanto que en uno de color intervienen tanto la luminancia como la crominancia, como se verá en la sección 4.6.6.

Nivel nominal de la señal de vídeo. El nivel nominal o estándard de la señal de vídeo, para su manejo en el estudio es de 1 V_{p-p}, sobre una impedancia de 75 Ω. En la señal compuesta, los pulsos de sincronismo tienen una amplitud de 0.3 V con polaridad negativa y el vídeo, de 0.7 V con polaridad positiva, en que el máximo corresponde al nivel blanco.

Es frecuente expresar los niveles de vídeo en *unidades IRE*[6] , en las que la amplitud de la porción de vídeo corresponde a 100 unidades IRE y la de sincronismo a 40 unidades. Así, la señal completa de 1 V_{p-p} corresponde a 140 unidades IRE. La pantalla de los monitores de forma de onda suele estar calibrada en estas unidades.

NTSC-4.43. Aún cuando el estándard de codificación NTSC se asocia usualmente a los sistemas de 525 líneas, no se restringe a ellos, ya que el procedimiento de codificación es por lo general, independiente del número de líneas. Cuando una señal de 625 líneas se codifica en NTSC, la frecuencia de la subportadora de color es la misma que la utilizada en el sistema PAL, es decir, 4.43 MHz, en lugar de 3.58 MHz y el sistema se designa como NTSC-4.43. Este tipo de codificación tiene ciertas aplicaciones en algunos sistemas de propósito especial. Análogamente, también es posible la codificación PAL con sistemas de 525 líneas, a los que se designa como PAL-M, ya que la letra M en la Recomendación 624 del CCIR se utiliza para identificar a los sistemas de 525 líneas. Este tipo de codificación se utiliza únicamente en Brasil.

[6] Institute of Radio Engineers. Antigua designación del actual IEEE, Institute of Electrical and Electronics Engineers.

4.6.6 Decodificación NTSC

El proceso de decodificación consiste en extraer las señales correspondientes a los colores primarios a partir de la señal compuesta de vídeo y, aunque el tema es de importancia en el estudio de los receptores, es conveniente mencionar aquí algunos de los principios básicos. Cabe hacer notar, además, que la decodificación de la señal compuesta no se lleva a cabo únicamente en los receptores de televisión, sino también en monitores de vídeo y otros equipos utilizados en el centro de producción.

El diagrama general de bloques del decodificador de vídeo se muestra en la figura 4.23 y, como puede observarse tiene bastante similitud con el del codificador.

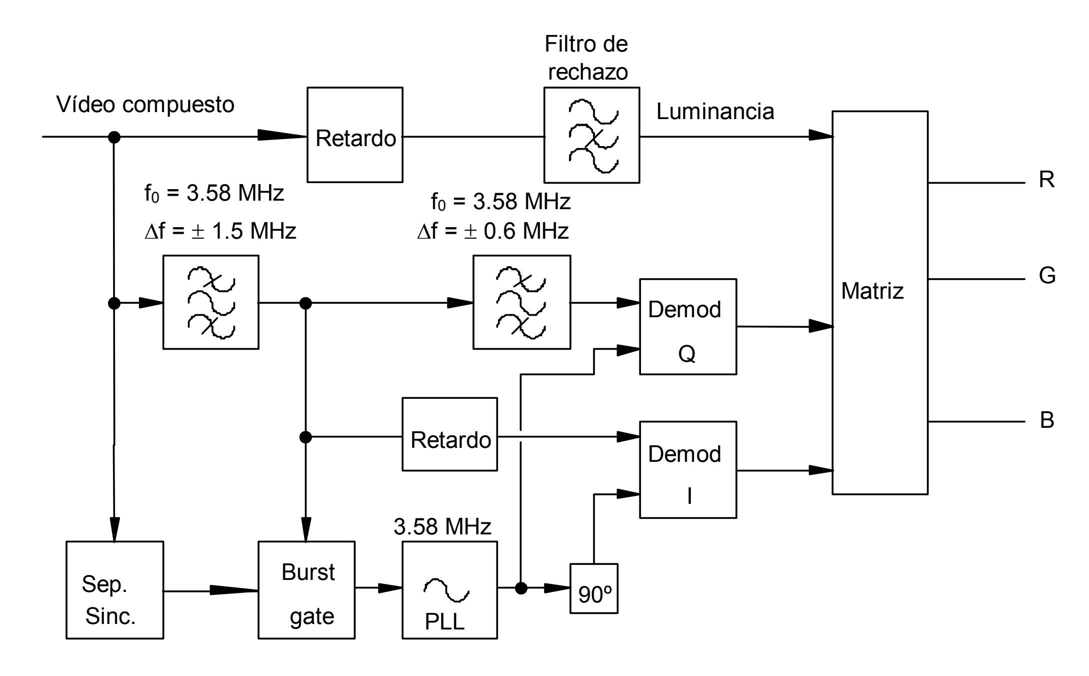


Fig. 4.23. Decodificador NTSC

El primer paso en la decodificación de la señal de vídeo compuesto, ilustrado en el diagrama de bloques de la figura anterior, es la separación de las señales de luminancia y crominancia, así como la ráfaga de color. Para separar las dos primeras se emplea un filtro de paso de banda centrado a la frecuencia de la subportadora, con un ancho de banda de alrededor de ±1.5 MHz. Como la ráfaga es la muestra de la subportadora, ésta pasa también por el filtro junto con la señal de crominancia, produciendo una señal que, para barras de color tiene la apariencia mostrada en la figura 4.24.

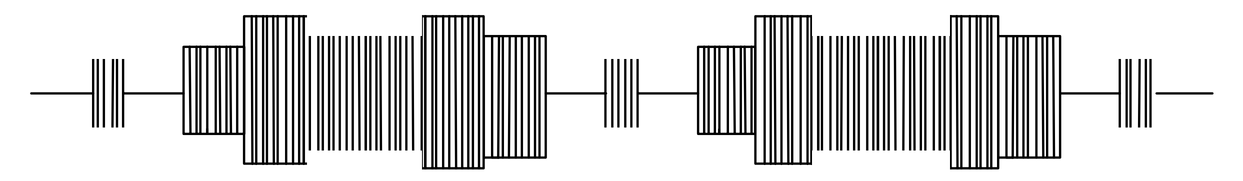


Fig. 4.24. Señal a la salida del filtro de crominancia.

La señal de luminancia pasa por un filtro de ranura o rechazo de banda, centrado a la frecuencia de la subportadora de color, que elimina la mayor parte de la energía de la señal de crominancia centrada alrededor de la subportadora, que de otra forma se manifiesta en la imagen como un patrón de puntos en movimiento y cierta pérdida de saturación en los colores reproducidos en la pantalla. La señal de luminancia debe retardarse para compensar el retardo que sufren las señales de

crominancia al ser filtradas, de modo que tanto la luminancia como las señales demoduladas de crominancia lleguen a la matriz al mismo tiempo. A la salida del filtro de rechazo de banda, la crominancia habrá sido eliminada y sólo quedará la señal de luminancia (Y) con la forma indicada en la figura 4.17.

Por otra parte, del circuito separador de sincronismo se extraen dos señales designadas usualmente con su nombre en inglés, el *burst gate* y *burst blanking* cuya función es separar la ráfaga de la crominancia. La primera es un pulso que coincide en duración y tiempo con la ráfaga (burst), y cuya salida se muestra en la figura 4.25(a). Por otra parte, el *burst blanking* es una señal que impide que la ráfaga pase hacia los demoduladores de croma y permite el paso únicamente de la señal compuesta de crominancia. La salida de este circuito se muestra en la figura 4.25(b).

La ráfaga constituye la señal de entrada de referencia para un lazo enganchado en fase (PLL), cuyo oscilador está controlado a cristal y que restaura completamente a la subportadora, con la frecuencia y fase originales. La salida del PLL se aplica directamente al modulador Q y, después de pasar por un desfasador de 90º, al demodulador I.

Los demoduladores síncronos consisten, básicamente, de un modulador balanceado seguido de un filtro de paso bajo. La otra entrada a los demoduladores la constituye la señal compuesta de crominancia y, en NTSC, la señal Q se somete a un filtrado adicional en un filtro de paso de banda, centrado a la frecuencia de la subportadora y con un ancho de banda de ±0.6 MHz aproximadamente.

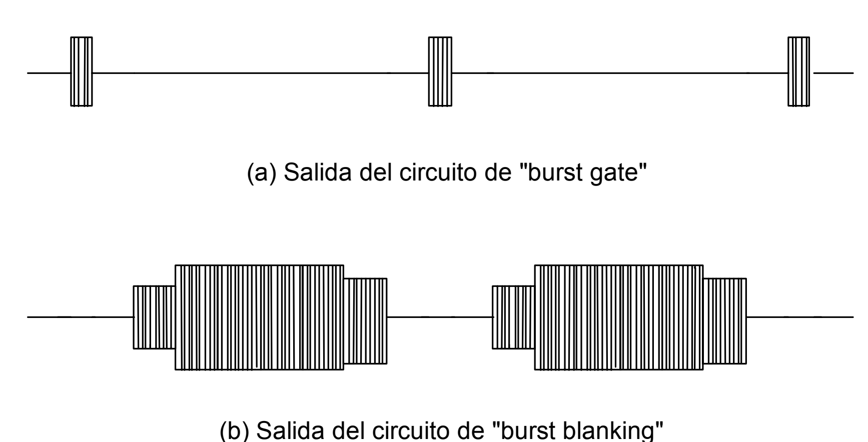


Fig. 4.25 Separación de la ráfaga y la crominancia.

Las señales I y Q demoduladas se combinan con la luminancia en una matriz para recuperar finalmente las señales correspondientes a los colores primarios R, G y B, de acuerdo a las relaciones siguientes[7]:

$$E_R=0.94E_I+0.62E_Q+Y$$
$$E_G=0.27E_I+0.65E_Q+Y \tag{4.27}$$
$$E_B=1.11E_I+1.70E_Q+Y$$

[7] NAB Engineering Handbook. 6th. Ed. National Association of Broadcasters. Washington, 1975.

4.7 Codificación PAL

Los principios de codificación en PAL son muy similares a los aplicados en el sistema NTSC, si bien hay algunas diferencias importantes:

a) Las componentes de crominancia (U y V), son diferentes y ambas tienen el mismo ancho de banda (≅1.3 MHz).

b) La fase de una de las componentes de crominancia (V) cambia 180º en líneas sucesivas o alternas; es decir, la componente V está modulada en fase a una frecuencia $f_H/2$. Esta es una variante a la codificación NTSC que permite la corrección, en el receptor, de errores de fase en la subportadora, que pueden producirse en el medio de transmisión.

c) Como consecuencia de la inversión alterna de fase de la componente V, el criterio de selección de la frecuencia de la subportadora es diferente al aplicado en NTSC.

4.7.1 Clasificación de los sistemas PAL

A diferencia del sistema NTSC que, en el Informe 624 del CCIR sólo está definido para sistemas de 525 líneas (sistema M), aunque nada impide que pueda utilizarse con otros estándares de barrido, en el sistema PAL se tienen diversas variantes, que dependen no del principio de codificación, sino de otros parámetros más relacionados con el sistema de transmisión como son el ancho de banda de la señal de luminancia, separación entre las portadoras de vídeo y audio, ancho de la banda lateral inferior, etc. Estos sistemas se dignan como B, G, H, I, D, K, PAL-M y N, cuyas principales características son:

a) Todos los sistemas funcionan con 625 líneas, 25 cuadros/seg. La única excepción la constituye el PAL-M, utilizado solamente en Brasil, que emplea 525 líneas y 30 cuadros/seg.

b) En todos los sistemas, excepto PAL-M y N, la frecuencia nominal de la subportadora de color es de 4 433 618.75 Hz. En PAL-M es de 3 575 511.49 Hz y en el sistema N, 3 582 056 Hz.

c) El ancho de banda de luminancia a -3dB es de 4.2 MHz en los sistemas PAL-M y N, 5 MHz en B y G, 5.5 en el sistema I, utilizado en Gran Bretaña, Irlanda y algunas de las antiguas colonias británicas en Asia y Africa. En los sistemas D, K y K1 el ancho de banda de luminancia a -3 dB, es de 6 MHz.

d) El ancho de banda del canal de transmisión, incluyendo el audio, es de 6MHz en los sistemas PAL-M y N, 7MHz en el sistema B y 8 MHz en todos los demás.

e) La separación de la portadora de audio respecto a la de vídeo es de +4.5 MHz en PAL-M y N, de +5.5 MHz en G y H, +5.9996 en el sistema I y 6 MHz en D, K y K1.

En España se emplea el sistema B para transmisión en la banda de VHF y el G en la banda de UHF.

Las letras anteriores se emplean también para los sistemas SECAM, así por ejemplo, en Argelia se emplean B/PAL y G/PAL, en tanto que en Arabia Saudí, se usan B/SECAM y G/SECAM, si bien en general, las letras D, K y K1 se emplean más con SECAM que con PAL. La relación de países y sistemas de televisión que utilizan, está detallada en el Apéndice I al Informe 624 del CCIR.

4.7.2 Frecuencia de la subportadora de color

En PAL se emplea el mismo concepto de imbricado espectral que en NTSC; sin embargo, la posición de las componentes espectrales de crominancia no cae exactamente a la mitad de las de luminancia.

Las líneas espectrales de la crominancia están distribuidas a intervalos regulares respecto a f_{SC} , la frecuencia de la subportadora, y separadas entre sí f_H, la frecuencia de línea. Sin embargo, si dichas componentes espectrales se localizan a la mitad exacta entre dos líneas del espectro de luminancia, las componentes de V caerían en las mismas posiciones que las de luminancia y no intercaladas con éstas, como consecuencia de la inversión de fase de V a una frecuencia de $f_H/2$, situación que impediría la compatibilidad con los receptores monocromáticos.

Para eliminar este problema, manteniendo al mismo tiempo el imbricado espectral, la subportadora de color se desplaza únicamente a un cuarto de la frecuencia de línea ($f_H/4$) en el espectro, lo que coloca a las componentes de U a $f_H/4$ por debajo de las de luminancia y, a las de V, $f_H/4$ por encima. Esta separación espectral de las componentes de U y V no existe en NTSC, donde las líneas espectrales de I y Q se superponen en las mismas posiciones. De acuerdo a este criterio, la frecuencia de la subportadora de color se calcula como:

$$f_{SC} = 284 f_H - \frac{f_H}{4} + f_V \tag{4.28}$$

o bien, de acuerdo al Informe 624 del CCIR,

$$f_{SC} = \left(\frac{1135}{4} + \frac{1}{625} \right) f_H \tag{4.29}$$

Las dos expresiones anteriores producen el mismo resultado que, para los sistemas de 625 líneas dan lugar a una frecuencia de la subportadora de:

$$f_{SC} = 4433618.75 \quad Hz$$

En el sistema N, la frecuencia de subportadora se calcula mediante:

$$f_{SC} = \left(\frac{917}{4} + \frac{1}{625} \right) f_H \tag{4.30}$$

y en PAL-M:

$$f_{SC} = \frac{909}{4} f_H \tag{4.31}$$

El término f_V en (4.28) o el factor *1/625* en las expresiones restantes, tiene muy poco efecto sobre el imbricado espectral, pero se aplica para ubicar la frecuencia de la subportadora en un punto tal, que se reduzca la visibilidad del patrón de puntos en los receptores monocromáticos (véase la sección 4.6.2).

Las componentes de crominancia en PAL pueden expresarse como:

$$\begin{aligned} E_U &= 0.482(E_B - E_Y) \\ E_V &= \pm 0.876(E_R - E_Y) \end{aligned} \tag{4.32}$$

donde el signo ± en el término de E_V expresa la inversión de fase de esta componente en líneas alternas. La señal E_U modula a la subportadora de color [sen(ω_{SC}t)] y E_V a la subportadora defasada 90º [sen(ω_{SC}t + 90º)]. El diagrama vectorial que resulta de estas características de la señal PAL se ilustra en la figura 4.26.

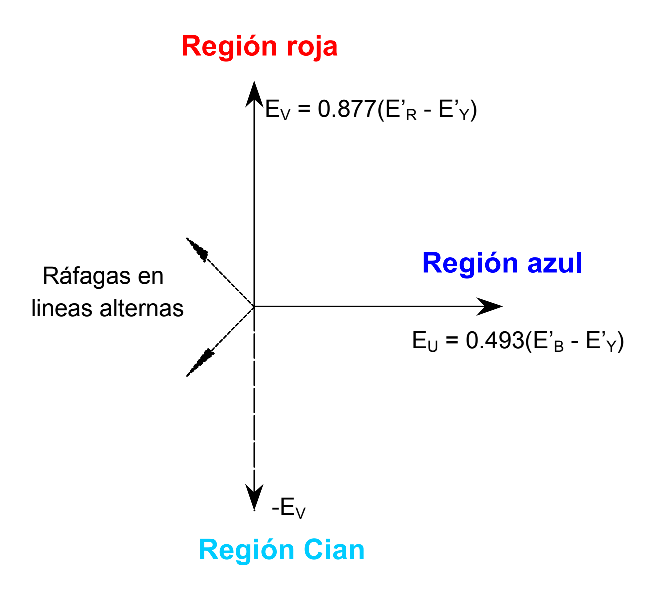


Fig. 4.26. Diagrama vectorial de modulación en PAL.

4.7.3 Espectro de la señal PAL

El espectro de la señal PAL difiere del NTSC en que en este último, las líneas espectrales de las señales I y Q están superpuestas en las mismas posiciones alrededor de la subportadora, sin interferirse debido a la modulación en cuadratura de fase.

En PAL, como consecuencia de la modulación de fase de V, las líneas espectrales de U y V quedan separadas por un intervalo igual a la mitad de la frecuencia de línea como se ilustra en la figura 4.27.

La razón de esta separación de las componentes espectrales de crominancia puede entenderse como sigue:

a) Si la fase de V no cambiara, como ocurre en NTSC, las líneas espectrales de U y V quedarían superpuestas en posiciones $f_{SC} \pm nf_H$.

b) El cambio de fase en V puede interpretarse como una modulación de fase por una onda cuadrada de frecuencia $f_H/2$. El espectro de una onda cuadrada contiene la fundamental y sus armónicos impares, que también se ven modulados por la señal V y se suman linealmente a la señal modulada U.

c) Debido a la modulación de fase a la mitad de la frecuencia de línea, las componentes espectrales de ±V, después de la modulación de amplitud, quedan separadas en frecuencia de las componentes U, aún cuando las portadoras originales de U y V sean de la misma frecuencia.

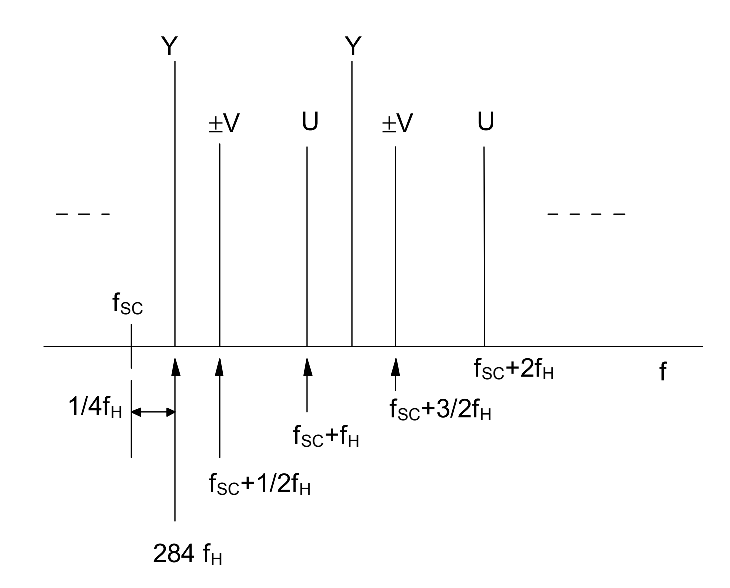


Fig. 4.27. Espectro de la señal PAL

4.7.4 Ráfaga en PAL

De igual manera que en NTSC, en la señal de vídeo compuesto PAL se inserta una ráfaga que contiene 10 ciclos de la subportadora, a continuación del pulso de sincronismo horizontal con la misma finalidad de recuperar, en el decodificador, la subportadora original en frecuencia y fase. En NTSC la fase de la ráfaga es de 180º respecto a la de la subportadora y, en un diagrama vectorial, aparece como una línea a lo largo de la porción negativa del eje horizontal.

En PAL, la ráfaga tiene que cumplir además, la función de identificar la fase de la señal V, que se invierte cada dos líneas, por lo que la fase de la ráfaga también se invierte en líneas alternas y se localiza a 135º en las líneas en que no se invierte la fase de V, designadas como *líneas NTSC* y de 235º en las líneas en que la fase de V cambia 180º, designadas como *líneas PAL*. La representación vectorial de la ráfaga se muestra, también, en la figura 4.26. La identificación de las líneas PAL puede conseguirse detectando la conmutación de fase de la ráfaga, es decir, 180º ± 45º.

Sin embargo, en los receptores PAL, el oscilador de la subportadora se engancha a la fase promedio de la ráfaga, es decir, a 180º, igual que en NTSC. La razón para hacerlo así es la misma que en NTSC, eliminar la visibilidad de señales espurias de crominancia durante el intervalo de retorno horizontal.

4.7.5 Corrección de fase en el sistema PAL

Independientemente de que las componentes de crominancia U y V en el sistema PAL no son iguales que las I y Q en NTSC, quizá la principal característica que hace diferentes a estos sistemas es que, en PAL se realiza una corrección automática de fase, haciendo innecesario un control manual del matiz. Esta corrección se realiza, en el decodificador, promediando las señales de crominancia de dos líneas sucesivas, lo que se consigue invirtiendo alternativamente la fase de una de dichas componentes, la señal V. El proceso puede comprenderse mejor si se analiza la forma de separación de las señales U y V, mediante el diagrama de bloques de la figura 4.28.

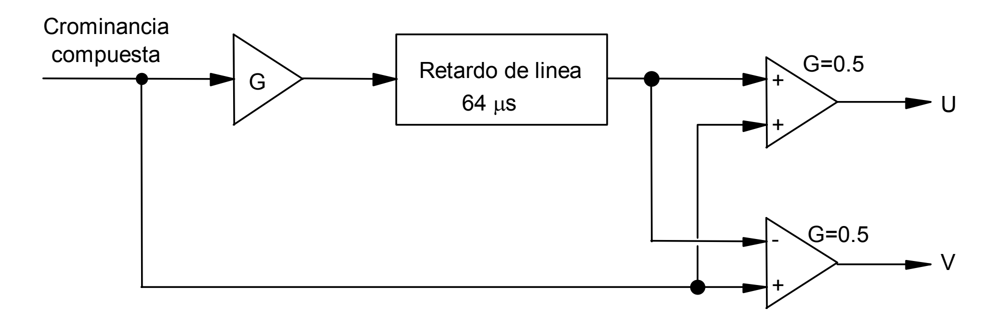


Fig. 4.28. Separación de las componentes de crominancia en PAL.

En el diagrama anterior se tiene un circuito que introduce un retardo de una línea completa, es decir, 64 μs. Este tipo de circuito es, de hecho una línea de retardo piezoeléctrica cuyo funcionamiento es similar al de un filtro de onda acústica superficial. Esta línea de retardo atenúa la señal del orden de 15 dB, por lo que es necesario agregar un amplificador a su entrada para compensar esa atenuación.

Si la señal de crominancia correspondiente a la línea *n*, a la entrada del circuito, puede expresarse vectorialmente como $U_n + jV_n$, la línea anterior, *n-1*, presente a la salida del circuito de retardo se expresará como $U_{n-1} + jV_{n-1}$, ya que la componente V tiene fase inversa en líneas sucesivas. Las salidas U y V del circuito, en estas condiciones son:

$$U = \frac{U_n + U_{n-1}}{2}$$

$$V = \frac{V_n + V_{n-1}}{2}$$

En realidad, aparecen también los términos de diferencia. Sin embargo, es necesario tener en cuenta que la correlación entre los elementos de imagen en líneas sucesivas es alta, es decir, la información de dos líneas consecutivas es muy semejante, excepto en el caso de bordes agudos. Por ello, las señales de diferencia son, en general muy pequeñas. Aún así, el efecto neto es que mediante este proceso se promedia la información de dos líneas sucesivas, con lo que se reducen los errores de fase en forma automática. Este sistema de corrección automática de fase funciona bien cuando los errores de fase no son superiores a unos 10º, en que el error resultante del promedio es aproximadamente la mitad. El ojo humano comienza a detectar los errores de fase como alteraciones en el matiz del color, aproximadamente a partir de unos 5º y, en condiciones normales de transmisión, es poco frecuente que ocurran errores de fase superiores a unos 7º. Así, aunque técnicamente el sistema PAL parecería superior al NTSC en este aspecto, el hecho es que en la práctica resultan bastante similares y sólo ocasionalmente, el observador tiene que hacer algún ajuste en el control de matiz de un receptor NTSC.

En la figura 4.29 se muestra la gráfica de la fase resultante, después de la corrección, entre las señales de dos líneas consecutivas, constituidas por ruido gaussiano y con una elevada correlación entre ellas, como ocurre en una imagen real.

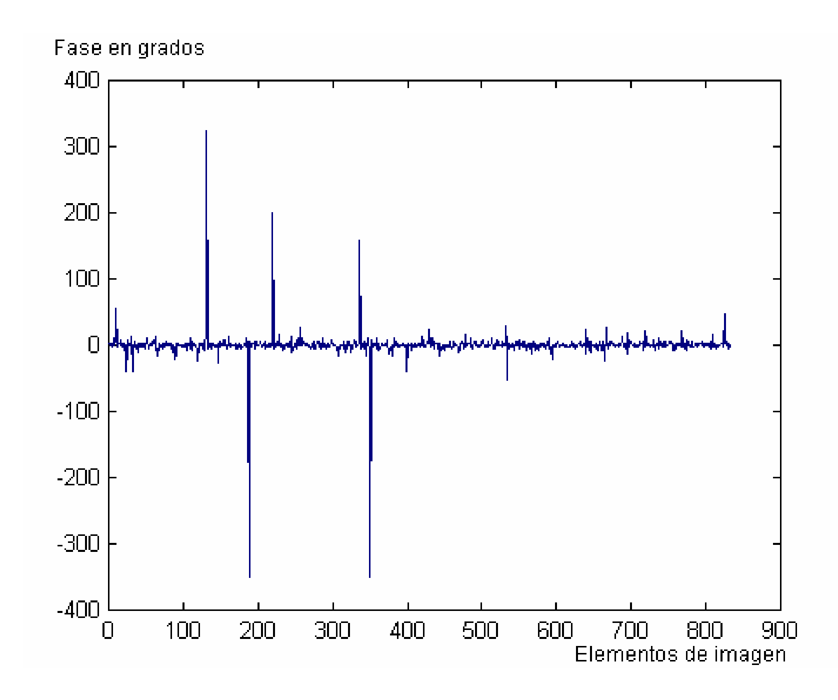


Fig. 4.29. Error de fase después de la corrección de la fase PAL en dos líneas constituidas por ruido gaussiano.

La gráfica anterior, obtenida mediante un proceso de simulación en computadora, para un caso de una señal de vídeo constituida por ruido blanco gaussiano, con un coeficiente de correlación entre líneas adyacentes de 0.9, muestra un error de fase pequeño, con un valor medio de 0.2º en la mayor parte de los elementos de la línea, con excepción de algunos puntos singulares que, en la práctica no suelen darse, en que el error de fase es del orden de 300º.

4.7.6 Secuencia de dos, cuatro y ocho campos en PAL

La conmutación de fase de la señal V y el desplazamiento adicional de 25 Hz de la subportadora de color plantean un problema en PAL que no tiene paralelo en NTSC. La conmutación de la fase de V produce una secuencia de cuatro campos que se ilustra en la figura 4.26. La ráfaga se suprime durante una parte del intervalo vertical, ya que las serraciones del pulso de sincronismo vertical, así como los pulsos igualadores darían lugar a que la posición de la amplitud de la ráfaga se alterara en algunas líneas. Para que el inicio y supresión de la ráfaga ocurra siempre con la misma fase al inicio y final de cada campo, es necesario desplazar la señal de supresión de ésta en campos sucesivos. Esta forma de supresión de la ráfaga se le designa como *blanking o borrado de Bruch*, en honor del inventor del sistema PAL.

Como consecuencia de lo anterior, la señal PAL sigue una secuencia de cuatro campos, en que la señal de supresión de la ráfaga es diferente. Si dicha señal no tuviera esas características, sino que se repitiera a intervalos regulares como en NTSC, la fase de la ráfaga cambiaría en cada uno de los cuatro campos. Estas pequeñas diferencias de fase entre campos sucesivos, dan lugar a que se produzcan parpadeos de color en la parte superior de la imagen, es decir, al final del intervalo vertical, debido a la alteración de la fase de la subportadora regenerada.

Además de la secuencia de cuatro campos producida por la conmutación de fase de la señal V y como consecuencia del desplazamiento de 25 Hz en la frecuencia de la subportadora, en el intervalo de una línea hay 283.75 ciclos de aquélla que, al no ser un número entero, introducen un defasamiento de 90º (0.75 de ciclo) entre el inicio y el final de una línea, de modo que son necesarios cuatro cuadros, es decir *ocho campos* para que la subportadora vuelva a tener la misma

fase al inicio de cada campo e iniciar, así, de nuevo la secuencia. Esta secuencia se ilustra en la figura 4.30.

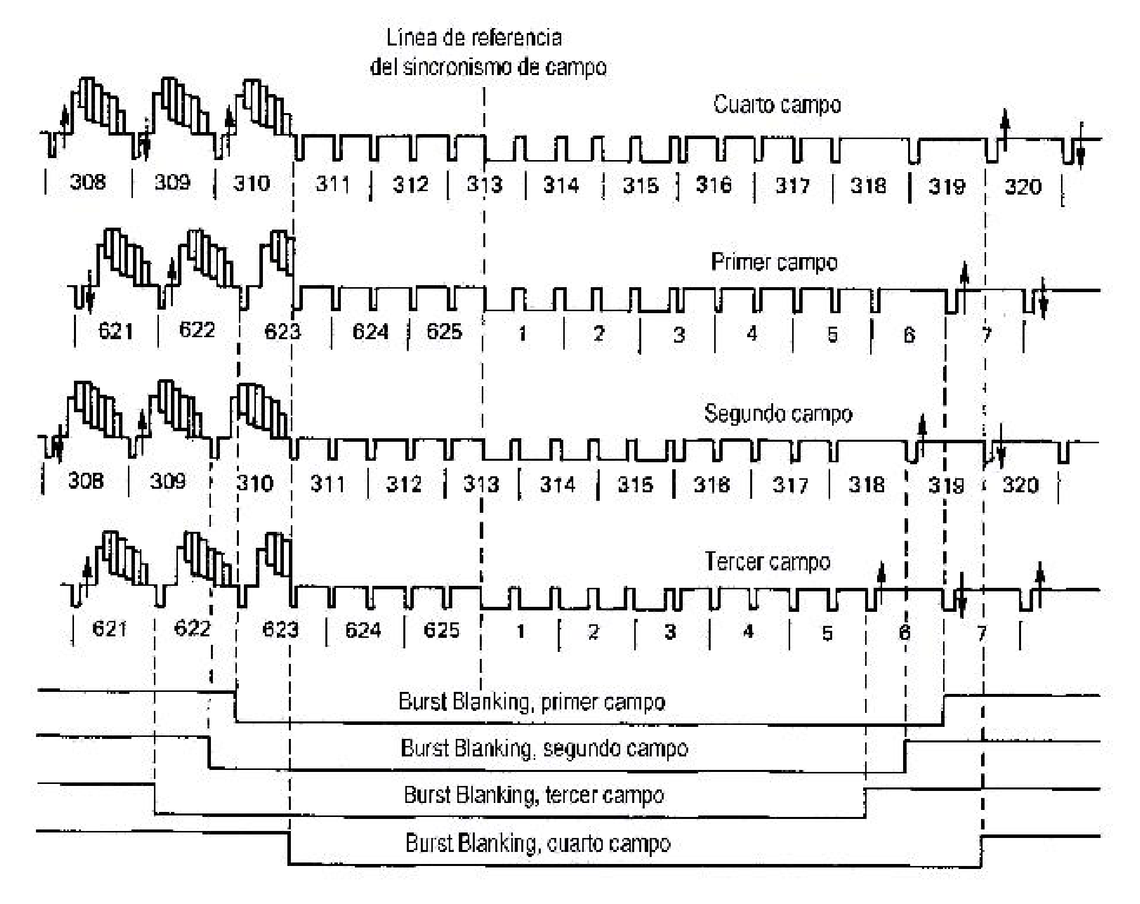


Fig. 4.30. Secuencia de dos cuatro y ocho campos en PAL

Esta característica es de gran importancia en la edición de materiales grabados en PAL, en que los puntos de ensamble o edición de las diferentes secuencias de vídeo deben estar en campos con la misma fase y, por tanto, el equipo de edición para señales PAL resulta algo más complejo que para NTSC.

En general, no es necesario establecer una relación de fase entre la subportadora y el sincronismo de línea, excepto para el ensamble, edición o mezcla de señales PAL procedentes de diferentes fuentes. De no haber un correcto sincronismo de color[8] entre campos, se producirán alteraciones visibles y molestas en la imagen reproducida.

4.7.7 Codificador PAL

En el diagrama de bloques de la figura 4.31 se ilustra esquemática un codificador PAL que, como puede observarse es muy similar al NTSC (figura 4.16). Las principales diferencias son:

a) La subportadora de color no tiene un defasamiento inicial de 33º.
b) Las dos componentes de crominancia tienen el mismo ancho de banda (1.3 MHz).
c) La fase de la portadora de V cambia 180º a una frecuencia de $f_H/2$ mediante una señal de conmutación de fase aplicada al bloque indicado como "switch PAL".

[8] El sincronismo de color en PAL se designa habitualmente como *color framing.*

Con excepción de las diferencias anteriores, el proceso de codificación PAL es, conceptualmente, igual al ya analizado para NTSC. La señal de vídeo compuesto a la salida del codificador tiene en un osciloscopio o un monitor de forma de onda, la misma apariencia que la señal NTSC y no es fácil distinguirlas en la práctica a menos que se visualicen en forma vectorial en un *vectorscopio*, en que las características de la ráfaga permiten distinguirlas fácilmente.

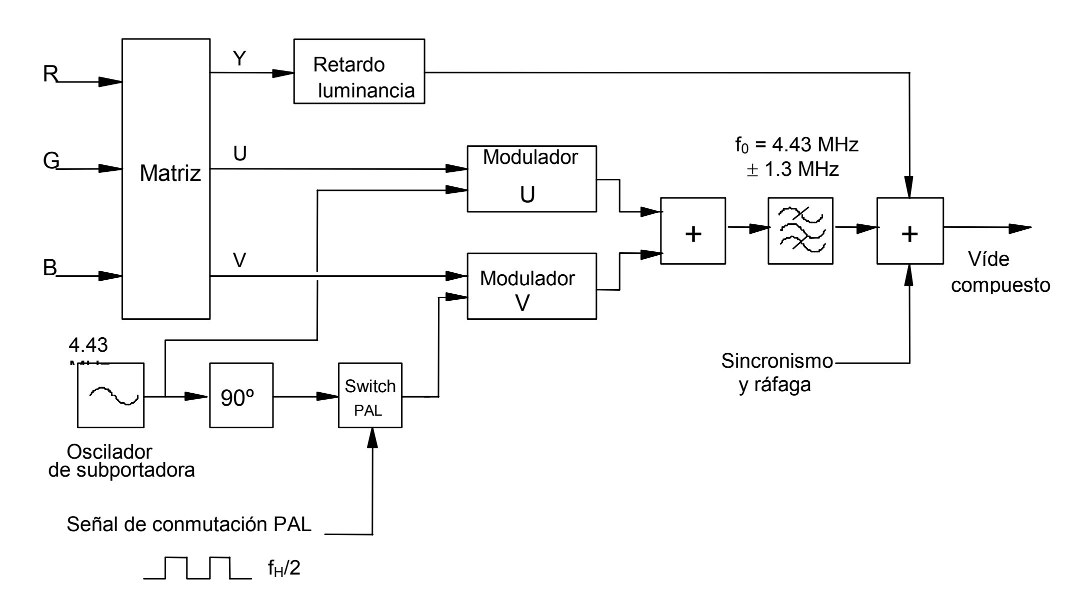


Fig. 4.31. Codificador PAL

Igual que en NTSC, el filtrado de las señales de crominancia retrasa estas señales respecto a la de luminancia, por lo que es necesario introducir también un retardo en esta señal para asegurar que están adecuadamente sincronizadas a la salida. Este retardo es del orden de 0.4 a 0.5 μseg.

4.7.8 Decodificador PAL

De manera similar al codificador, el decodificador PAL tiene en términos conceptuales, semejanza con el decodificador NTSC de la figura 4.23 y su diagrama a bloques se muestra en la figura 4.32.

Las principales diferencias con el decodificador NTSC son el circuito de recuperación de las señales U y V, ya tratado en la sección 4.7.5 al discutir la corrección de fase en PAL. Un detalle importante de este circuito es que requiere de una línea de retardo de 64 μseg. Esta línea de retardo, común ahora en todos los receptores, planteó problemas en los inicios del sistema PAL a causa de la tecnología de la época y dio lugar a que se fabricaran dos tipos de receptores, el PAL-S o PAL simple y el PAL-D o "de lujo". En los receptores PAL-S no se realiza la separación de las componentes U y V y, al igual que en NTSC, ambas componentes de crominancia están presentes a la entrada de los demoduladores, en que la fase de la subportadora es la que determina cual de las componentes ortogonales se demodula, ya que es una propiedad inherente a los demoduladores síncronos que sólo se demodula la componente en fase y se elimina cualquier componente en cuadratura. Si no hay error de fase entre la subportadora recuperada y la señal de crominancia, el decodificador PAL-S regenerará correctamente la señal de color; de otra forma, habrá intermodulación entre las componentes U y V produciendo colores erróneos en la imagen.

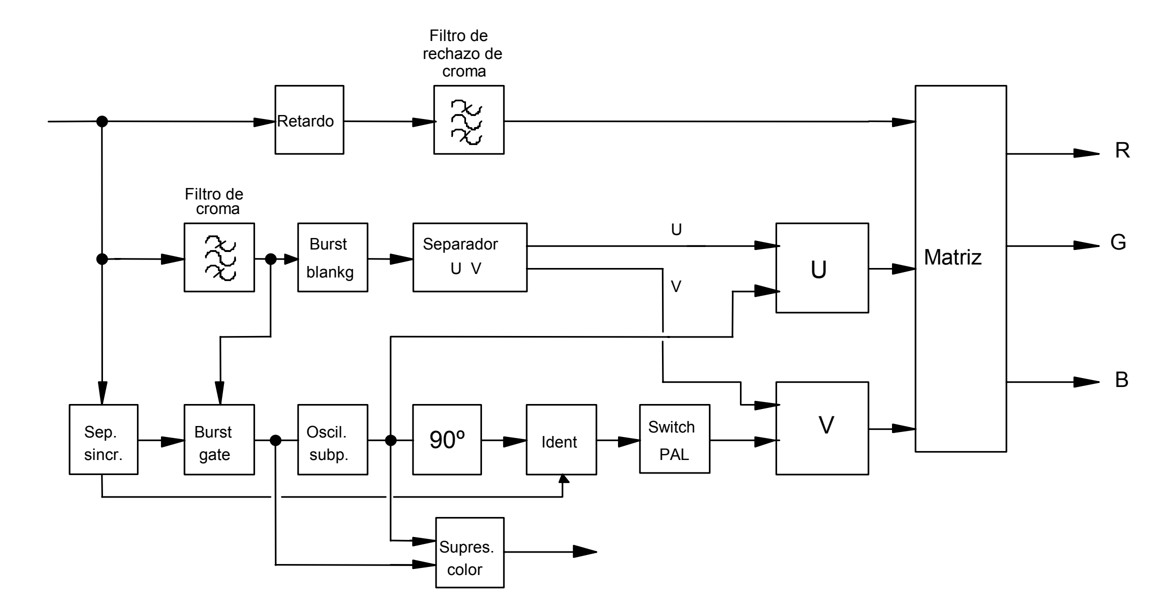


Fig. 4.32. Decodificador PAL.

Como resultado de la inversión de fase de la señal V, el error de color será diferente en líneas alternas y, el color verdadero se hallará entre los dos colores incorrectos. Si el error de fase es pequeño (<5º), el ojo humano promediará el error y el color observado será muy semejante al correcto. En otras palabras, el receptor PAL-S se comporta igual que un receptor NTSC. Si el error de fase es grande (>5º), la imagen decodificada mediante el sistema PAL-S presentará barras moviéndose verticalmente en las zonas de la imagen en que haya colores saturados. Este fenómeno se designa como *barras de Hannover* o *persianas venecianas*, por el aspecto que ofrece en la imagen, como si ésta se viera a través de una persiana. El sistema PAL-S se utilizó en receptores de relativo bajo costo y se desarrolló el sistema PAL-D que depende, para su funcionamiento de una línea de retardo de precisión, no fácilmente disponible a bajo costo en los inicios del PAL, lo que hacía a los receptores PAL-D más caros y de ahí la designación como "de lujo".

En la actualidad los problemas tecnológicos para el desarrollo de las líneas de retardo han sido ampliamente superados con el empleo de líneas piezoeléctricas que utilizan principios similares a los de los filtros de onda acústica superficial (SAW) y prácticamente todos los receptores PAL en el mercado son del tipo PAL-D. El único inconveniente de las líneas de retardo piezoeléctricas es que introducen una considerable atenuación en la señal (del orden de 15 a 20 dB) y, por tanto, es necesario un amplificador previo para compensar esa atenuación.

La regeneración de la subportadora es semejante a la descrita para el decodificador NTSC. Sin embargo, en PAL además de recuperar la subportadora es necesario también recuperar la señal de conmutación (ident) para realizar la inversión de fase de la componente V.

4.7.9 Supresor de color

En el diagrama de la figura 4.30 se tiene un bloque *supresor de color* que forma parte de todos los decodificadores tanto PAL como NTSC y que en el diagrama de éste último no fue incluido por simplicidad en el dibujo. El propósito de este bloque es inhabilitar los circuitos de crominancia cuando la señal de entrada al decodificador es monocromática. El supresor de color es un dispositivo necesario para asegurar la compatibilidad de los receptores de color con las señales monocromáticas, para evitar que aparezcan en la pantalla señales espúreas de color en imágenes en blanco y negro. De no contar con este circuito, son posibles dos tipos de degradación de la imagen. El primero es la presencia de dichos espúreos de color en la pantalla que aparecen como ruido aleatorio, en forma de puntos ("nieve") coloreados en la imagen monocromática y la presencia de

un temblor en los detalles finos y en los bordes verticales de la imagen. La causa, tanto del ruido como del temblor es que, en ausencia de la ráfaga y de la información de crominancia en una imagen monocromática aplicada a un decodificador de color, el oscilador de subportadora continúa funcionando libremente y cualquier componente de luminancia que caiga en el paso de banda de crominancia pasará a través de los demoduladores y producirá espúreos de color que se agregarán a la imagen monocromática. El segundo tipo de degradación, menos apreciable, es causado por el filtro de ranura de croma en el canal de luminancia. El uso de este filtro es necesario cuando la señal de vídeo es de color, para prevenir la desaturación de la imagen causada por la presencia de las componentes de crominancia superpuestas a la de luminancia. Aún cuando se pierde una parte de la información de luminancia alrededor de la frecuencia central de rechazo del filtro, este es una mal necesario, pero puede evitarse cuando la señal es monocromática.

Como consecuencia de lo anterior, la función del supresor de color es doble: inhibir el funcionamiento de los circuitos de crominancia y "puentear" el filtro supresor de croma en el canal de luminancia. Sin embargo, no todos los receptores domésticos realizan esta última función, que suele incorporarse en receptores de alta calidad y que, por otra parte, es indispensable en receptores y decodificadores profesionales. En la práctica la forma de realizar estas funciones es variada y depende de los criterios de diseño de los fabricantes de receptores. El principio básico es que el supresor de color debe actuar en algún punto del canal de crominancia, después de los circuitos de separación de la ráfaga.

Bibliografía adicional.

[1] - Hutson, G., Shepherd, P. and Brice, J. *Colour Television. System Principles, Engineering Practice and Applied Technology.* 2nd Edition. McGraw-Hill Book Company (UK). London, 1990. *Este texto es el que trata probablemente de forma más completa el sistema PAL y, aunque orientado al sistema I utilizado en el Reino Unido, es la mejor referencia para el estudio de dicho sistema.*

[2] - Grob, B. *Basic Television and Video Systems.* 5th Edition. McGraw-Hill Book Co. 1984. *Es un texto excelente, de fácil comprensión. Está orientado al sistema NTSC.*

[3] - Martín Marcos, A. *Sistemas de Televisión*. Editorial Ciencia 3. Madrid, 1996.

[4] - Ennes, H. E. *Principles and Practices of Telecasting Operations*. Howard W. Sams & Co. Indianapolis, 1953. *Constituye una referencia excelente para el estudio de los sistemas monocromáticos de televisión.*

[5] - Wentworth, J. W. *Color Television Engineering*. McGraw-Hill Book Co. 1955.

[6] - Pelat, A. *Les Systèmes de Tèlèvision*. Ellipses. Edition Marketing. Paris, 1988.

[7] - Patchett, G. N. *Sistema PAL de TV en Color*. 2ª Edición. Ed. Paraninfo. Madrid, 1982. *Es un buen texto de referencia en español para los sistemas PAL y NTSC.*

[8] - Pritchard, D. H. and Gibson, J. J. *Worldwide Color Television Standards - Similarities and Differences*. Journal of the Society of Motion Pictures and Television Engineers. (JSMPTE) Vol. 89, pp. 111-120, Feb. 1980. *Ofrece un excelente resumen de los sistemas NTSC, PAL y SECAM.*

[9] - Kiver, M. S. and Kaufman, M. *Television Simplified.* 7th Edition. Van Nostrand Reinhold Company. 1973.

[10] - Zworykin, V. K. and Morton, G. A. *Television*. 2nd Edition. John Wiley & Sons, Inc. 1954.

[11] - Blair Benson, K. (Editor in Chief). *Television Engineering Handbook*. McGraw-Hill Book Co. 1986.